



Daniela Vanessa Joaquim Oliveira

Licenciada em Ciências da Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Recolha de Energia sem Fios em Redes de Rádio Cognitivo

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Rodolfo Alexandre Duarte Oliveira,
Prof. Auxiliar, Universidade Nova de Lisboa

Júri

Presidente: Prof. Luís Bernardo
Arguente: Prof. Francisco Monteiro
Vogal: Prof. Rodolfo Oliveira



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Novembro, 2016

Recolha de Energia sem Fios em Redes de Rádio Cognitivo

Copyright © Daniela Vanessa Joaquim Oliveira, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade NOVA de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade NOVA de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar quero agradecer ao meu orientador, Professor Rodolfo Oliveira por todo apoio, paciência e tempo disponibilizado no meu acompanhamento. Mesmo em períodos de sobrelotação de trabalho foi incansável, disponibilizando-se sempre para me ajudar. Adicionalmente gostaria de agradecer a todos os docentes da secção de Telecomunicações, por me inculpirem o seu gosto pela área.

De seguida, quero agradecer à FCT-UNL e ao DEE pelas condições que me proporcionaram, que foram determinantes para o meu crescimento pessoal e profissional. Agradeço também à Fundação para a Ciência e Tecnologia e ao Instituto de Telecomunicações pelo apoio prestado através dos projetos EXPL/EEI-TEL/0969/2013 (MANY2COMWIN) e UID/EEA/50008/2013.

Aos meus pais quero agradecer por me proporcionarem todas as condições para realizar e concluir esta etapa da minha vida. Sei o esforço e dedicação que foram necessários para tal, e por isso estou-vos eternamente grata. Gostaria também de agradecer a familiares mais próximos, foi através do que me ensinaram que me tornei em quem sou hoje. Por fim e como os considero parte da família, agradeço aos meus amigos de infância os bons momentos passados e experiências partilhadas, que considero importantíssimos para finalizar esta etapa da minha vida.

Gostaria ainda de agradecer a todos os meus colegas e amigos da FCT-UNL, que me acompanharam em todo este percurso. Especialmente, ao David Mestre, Duarte Segurado, Fábio Carmo, Fábio Silva, Gonçalo Freitas e Joana Barruncho, agradeço-vos pela amizade e acompanhamento incansável. Pelas horas de convívio e de partilha também. Tiveram um papel bastante importante no meu crescimento e aprendizagem ao longo de todo o curso.

Por fim, um obrigado especial ao Emanuel Dias. Por fazeres parte da minha vida e pela tua presença e apoio incansável. Por todo o amor, carinho e dedicação, obrigada.

RESUMO

A crescente utilização das redes sem fios requer que as redes futuras consigam suportar maior quantidade de tráfego e que sejam mais eficientes em termos energéticos. Este facto levanta diversos desafios, dois dos quais abordados nesta dissertação: a escassez de espectro eletromagnético, e a diversificação de fontes energéticas.

A introdução da técnica de recolha de energia eletromagnética em nós não licenciados de uma rede de rádio cognitivo permite que os nós utilizem uma fonte de energia não convencional. O principal desafio da caracterização deste tipo de redes está relacionado com o impacto da técnica de recolha de energia eletromagnética no débito da rede. Para além do tempo despendido na análise da disponibilidade do espectro para efetuar transmissões, é também necessário acumular energia a partir das ondas eletromagnéticas para efetuar a transmissão, implicando dois períodos de espera temporal que poderão ser significativos. Logo, é necessário um balanceamento entre o tempo despendido para carregar a bateria e para a análise da disponibilidade do espectro, de forma a minimizar o tempo de transmissão de um pacote, maximizando o débito de um nó.

Nesta dissertação são propostos três modelos que permitem caracterizar o comportamento de uma rede de rádio cognitivo com recolha de energia. O primeiro modelo caracteriza a potência recebida por um nó a partir de múltiplos transmissores. Este modelo permite caracterizar a energia acumulada durante um determinado intervalo de tempo, sendo utilizada pelo segundo modelo para determinar a probabilidade de um nó já ter acumulado energia suficiente para transmitir. Por fim, o terceiro modelo avalia o débito da rede de rádio cognitiva com recolha de energia. Considerando o processo de análise de espectro realizado pelos nós não licenciados, bem como o tempo necessário para acumular energia suficiente para transmitir. Através do terceiro modelo, é possível analisar quais os fatores que têm mais impacto no débito da rede. O trabalho proposto constitui uma ferramenta de análise que poderá alicerçar mecanismos futuros de otimização da rede.

Palavras-chave: Redes de Rádio cognitivo alimentadas por fontes eletromagnéticas, Modelação Estocástica, Avaliação de desempenho.

ABSTRACT

The increasing use of wireless networks requires that future networks can handle a large amount of traffic and simultaneously they should be more energy efficient. These facts rise many challenges, two of which are covered in this dissertation: the scarcity of electromagnetic spectrum and the diversification of energy sources.

The adoption of a radio-frequency (RF) energy harvesting technique in unlicensed nodes of a cognitive radio network allows the use of a energy source that is not taken into account in today's networks. The main challenge in the characterization of this type of networks is related with the impact of the RF energy harvesting technique in the network throughput. In addition to the time spent on the analysis of spectrum availability to transmit, it is also necessary to accumulate energy from the RF waves, involving two waiting time periods that can be significant. Therefore, a tradeoff between the amount of time spent to charge the battery and to analyse spectrum availability is required, in order to minimize packet's transmission time, maximizing node's throughput.

This dissertation proposes three models that characterize the behavior of a cognitive radio network with RF energy harvesting. The first model characterizes the power received by a node from multiple transmitters. This model allows to characterize the energy accumulated during a given time interval, which is used by the second model to compute the probability of having enough energy accumulated in the battery to perform a transmission. Finally, the third model evaluates the throughput of a cognitive radio network with RF energy harvesting, considering the spectrum analysis process carried by the unlicensed nodes, as well as the time required to accumulate enough energy to transmit. The model allows to identify the impact of multiple factors on the network's throughput. The proposed work consists in an analysis tool that can be used for future optimization of network's operation.

Keywords: RF Energy-harvested Cognitive Radio Networks, Stochastic Modeling, Performance Evaluation.

ÍNDICE

Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xvii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos	1
1.3 Contribuições	2
1.4 Estrutura da dissertação	3
2 Trabalho Relacionado	5
2.1 Recolha de energia	5
2.1.1 Sistema de Recolha de Energia	6
2.1.2 Recolha de Energia Eletromagnética	6
2.2 Redes de Recolha de Energia Sem Fios (Eletromagnética)	9
2.2.1 Arquitetura da rede	10
2.2.2 Protocolos de Controlo de Acesso ao Meio	12
2.3 Redes de Rádio Cognitivo	15
2.3.1 Arquitetura da Rede	16
2.3.2 Técnicas de Análise do Espetro	19
2.3.3 Técnicas de Controlo de Acesso ao Meio	21
2.4 Redes de Rádio Cognitivo e Recolha de Energia	23
2.4.1 Desafios na Análise e Acesso Dinâmico ao Espetro nas Redes de Rádio Cognitivo com Recolha de Energia	25
3 Potência Recebida	29
3.1 Descrição do Sistema	29
3.1.1 Distribuição Espacial dos nós	29
3.1.2 Características de Propagação	30
3.2 Caracterização da Potência Agregada	32
3.2.1 Potência recebida devido a emissores localizados no anel 1	32
3.2.2 Receção de Potência devido a emissores localizados no anel L	34
3.2.3 Distribuição da Potência Agregada	34

3.3	Estimação da potência	36
3.4	Validação e Resultados	37
3.4.1	Simulações	37
3.4.2	Validação da distribuição da potência	39
3.4.3	Resultados e Análise	42
3.4.4	Validação e Resultados da estimação da potência agregada	48
4	Probabilidade de Transmissão	51
4.1	Probabilidade de carga de bateria - aproximação gaussiana	51
4.2	Probabilidade de carga de bateria - aproximação não gaussiana	53
4.3	Validação e Resultados	54
4.3.1	Simulações	54
4.3.2	Validação da aproximação gaussiana	55
4.3.3	Validação da aproximação não gaussiana	56
4.3.4	Resultados e análise da aproximação não gaussiana	58
5	Débito de uma rede de rádio cognitiva com recolha de energia	65
5.1	Descrição do Sistema	65
5.2	Deteção de oportunidades	66
5.3	Débito do sistema	70
5.4	Validação e Resultados	71
5.4.1	Simulações	71
5.4.2	Validação de P_D e P_{FA}	73
5.4.3	Resultados e Análise	75
6	Conclusões	87
6.1	Considerações Finais	87
6.2	Trabalho Futuro	88
	Bibliografia	89
A	Anexos	95

LISTA DE FIGURAS

2.1	Arquitetura de recolha de energia com e sem capacidade de armazenamento (adaptada de [35]).	6
2.2	Arquitetura de um dispositivo de recolha de energia eletromagnética (adaptada de [24]).	7
2.3	Sistema de recolha de energia eletromagnética (adaptada de [39]).	8
2.4	Módulo de recolha de energia eletromagnética (adaptada de [24]).	9
2.5	Arquitetura típica centralizada (a) e distribuída (b) de uma rede que realiza recolha de energia eletromagnética (adaptada de [24]).	10
2.6	Perfil de recolha de energia (adaptada de [11]).	12
2.7	Arquitetura do protocolo RF-MAC (adaptada de [37]).	15
2.8	Principais funções das camadas: física, MAC e rede num dispositivo de rádio cognitivo (adaptada de [21]).	17
2.9	Arquitetura de redes de rádio cognitivo (adaptada de [40]).	17
2.10	O dispositivo acede oportunamente ao meio (a). O dispositivo de rádio cognitivo (CR Rx e CR Tx) coexiste com utilizadores primários (b) (adaptada de [21]).	19
2.11	Princípio de Análise do Espetro (adaptada de [21]).	20
2.12	Relação entre os componentes de um dispositivo de rádio cognitivo e o seu ciclo cognitivo (adaptada de [23]).	24
2.13	Arquitetura geral de uma rede rádio cognitivo com recolha de energia (adaptada de [28]).	25
3.1	O nó N_H recolhe energia eletromagnética dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$	30
3.2	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$	40
3.3	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$	41
3.4	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$	42
3.5	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$	43

3.6	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$	45
3.7	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$	46
3.8	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$	47
3.9	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H no cenário 1	48
3.10	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H no cenário 2	49
3.11	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H no cenário 3	49
3.12	CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H no cenário 1	50
4.1	Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).	55
4.2	Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).	57
4.3	Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H com eficiência na conversão da energia η igual a 0.5 para transmitir um pacote (P_C).	58
4.4	Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).	59
4.5	Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).	60
4.6	Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).	61
4.7	Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).	62
4.8	Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).	63
5.1	Estrutura da trama do US secundário que representa o ciclo de operação de um US.	66
5.2	Distinção das duas zonas de funcionamento (H_0 e H_1) a partir da PDF da potência eletromagnética recebida pelo US emissor (nó N_H).	67
5.3	f_{H_0} - PDF da potência eletromagnética recebida pelo US emissor referente à zona de funcionamento H_0	67
5.4	f_{H_1} - PDF da potência eletromagnética recebida pelo US emissor referente à zona de funcionamento H_1	68
5.5	PDF da potência eletromagnética recebida pelo US emissor em N_s slots (I_{aggN_s}) referente à zona de funcionamento H_0	69
5.6	PDF da potência eletromagnética recebida pelo US emissor em N_s slots (I_{aggN_s}) referente à zona de funcionamento H_1	70

5.7	Validação das probabilidades de detecção (P_D) e falso alarme (P_{FA}) para o cenário 1.	74
5.8	Validação das probabilidades de detecção (P_D) e falso alarme (P_{FA}) para o cenário 2.	75
5.9	Débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética. .	77
5.10	Gráficos de barras indicativos dos valores das componentes do débito em função de α : (a) componentes do denominador; (b) componentes do numerador	78
5.11	Débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética. .	79
5.12	Gráficos de barras indicativos dos valores das componentes do denominador do débito em função de η	80
5.13	Débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética. .	81
5.14	Gráficos de barras indicativos dos valores das componentes do débito em função de τ : (a) componentes do denominador; (b) componentes do numerador	82
5.15	Débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética. .	83
5.16	Gráficos de barras indicativos dos valores das componentes do débito em função de N_S : (a) componentes do denominador; (b) componentes do numerador	84
5.17	Débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética. .	85
5.18	Gráficos de barras indicativos dos valores das componentes do débito em função de β_I : (a) componentes do denominador; (b) componentes do numerador	86

LISTA DE TABELAS

3.1	Parâmetros adotados na simulação da figura 3.2.	39
3.2	Parâmetros adotados na simulação da figura 3.3.	41
3.3	Parâmetros adotados na simulação da figura 3.4.	43
3.4	Parâmetros adotados na simulação da figura 3.5.	44
3.5	Parâmetros adotados nos resultados da figura 3.6.	44
3.6	Parâmetros adotados nos resultados da figura 3.7.	46
3.7	Parâmetros adotados nos resultados da figura 3.8.	47
3.8	Parâmetros adotados nos resultados da figura 3.8.	50
4.1	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.1.	56
4.2	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.2.	56
4.3	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.3.	57
4.4	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.4.	59
4.5	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.5.	60
4.6	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.6.	62
4.7	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.7.	63
4.8	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.8.	64
5.1	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.7.	73
5.2	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.8.	74
5.3	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.9.	77
5.4	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.11.	79
5.5	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.13.	81
5.6	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.15.	83
5.7	Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.17.	84

INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

As redes sem fios suportam atualmente múltiplos sistemas de comunicações móveis de elevada importância económica. No entanto, este tipo de redes enfrentam múltiplos desafios, incluindo a escassez de espectro eletromagnético e a necessidade de diversificação de fontes energéticas que conduzam a uma operação das redes mais sustentável ecologicamente. O primeiro desafio é em grande parte resultado da política de atribuição de espectro adotada nas últimas décadas. Na política seguida é efetuada uma reserva exclusiva de blocos de espectro eletromagnético para um determinado grupo de utilizadores licenciados. Quando os utilizadores licenciados não utilizam o espectro que lhes foi atribuído este está disponível, mas a sua ocupação por outros utilizadores é impedida, o que resulta num problema de subutilização das bandas. As redes de rádio cognitivo permitem uma alocação de espectro mais justa e flexível, diminuindo as questões de eficiência associadas ao método convencional de atribuição de espectro. Relativamente ao desafio da sustentabilidade ecológica, o objetivo é que as redes sem fios consumam energia proveniente de fontes energéticas naturais. O principal objetivo deste trabalho centra-se num cenário em que uma técnica de recolha de energia sem fios é incorporada nos nós secundários de uma rede de rádio cognitivo. Desta forma, ambicionamos apresentar uma solução conjunta para os dois desafios, a qual se baseia na constituição de uma rede autossustentável a nível energético que realiza alocação de espectro dinâmica.

1.2 Objetivos

Neste trabalho pretende-se analisar o comportamento de redes de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética quando introduzidas em meios com diferentes efeitos

de propagação. Os objetivos desta dissertação incluem:

- Um estudo relativo ao trabalho já desenvolvido em redes com recolha de energia e redes de rádio cognitivo. Nesta etapa o objetivo prende-se também com uma breve análise das diversas fontes de energia disponíveis, e uma apresentação mais detalhada relacionada com a energia eletromagnética. Este objetivo passa também por identificar qual o tipo de protocolo de controlo de acesso ao meio mais adequado para o sistema considerado. Pretende-se ainda apresentar características, vantagens e desvantagens da combinação destas duas técnicas.
- A análise da potência recebida por um nó secundário emissor com recolha de energia. Esta potência dependerá das características do sistema associadas ao comportamento dos utilizadores primários (fontes dedicadas) e dos efeitos de propagação: desvanecimento rápido, desvanecimento lento e perdas de propagação.
- A caracterização da capacidade de transmissão de um nó secundário emissor com recolha de energia. Esta dependerá da energia acumulada pelo nó, que consequentemente depende da energia que está disponível para recolher (objetivo anterior). Dependerá também do nível de energia necessário para realizar a transmissão. Consoante o seu valor, assim será necessário mais ou menos tempo para iniciar a transmissão. Por fim, a eficiência do processo de conversão da energia é também um fator chave que influenciará a quantidade de energia recolhida.
- A avaliação do débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia. O débito será influenciado pelo tempo que o nó leva a carregar a sua bateria e pelo tempo reservado para avaliar e identificar uma oportunidade espectral para iniciar a sua transmissão. Pretende-se caracterizar o desempenho do nó relativamente aos diferentes parâmetros considerados nas etapas anteriores. Simultaneamente identificam-se quais os efeitos que influenciam ou condicionam o desempenho da rede de rádio cognitivo com recolha de energia, incluindo a quantidade de energia disponível, a natureza dos efeitos de propagação, ou mesmo a disponibilidade do meio para realização de comunicações oportunistas (cognitivas).

1.3 Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são:

- A realização de um levantamento bibliográfico sobre as principais características da tecnologia de recolha de energia eletromagnética, bem como da introdução desta técnica nas redes de rádio cognitivo. Nesta etapa destaca-se a análise realizada sobre o *tradeoff* necessário entre o tempo de carga e as oportunidades espectrais, para atingir um comportamento da rede adequado.

- A caracterização da potência recebida por um nó secundário emissor com recolha de energia, proveniente das fontes dedicadas. O estudo da capacidade de transmissão do nó cognitivo em função da caracterização da potência recebida. O trabalho referido neste tópico permite analisar que condições favorecem o processo de recolha de energia.
- O estudo da probabilidade de transmissão do nó secundário emissor com recolha de energia. Este é realizado através da caracterização da energia acumulada pelo nó. Esta caracterização é obtida através da distribuição da potência recebida (ponto anterior) e da eficiência do processo de conversão.
- O estudo do débito do utilizador secundário emissor que realiza recolha de energia. O modelo proposto para o débito permitirá realizar otimização de parâmetros, permitindo encontrar pontos ótimos de funcionamento.

No seguimento desta dissertação foram submetidos dois artigos: um dos artigos intitulado de "Modeling Energy Availability in RF Energy Harvesting Networks", foi aceite na conferência "International Symposium on Wireless Communication Systems"(ISWCS'16). O outro, intitulado "Characterization of Energy Availability in RF Energy Harvesting Networks", foi aceite no *journal* "Mathematical Problems in Engineering, Hindawi Publishing Corporation". O anexo A apresenta as duas publicações.

1.4 Estrutura da dissertação

No capítulo 2 encontra-se reunida informação relacionada com os dois temas principais desta dissertação: técnica de recolha de energia eletromagnética e redes de rádio cognitivo. Inicialmente os temas são apresentados em separado. Primeiro são apresentadas noções gerais relacionadas com a técnica de recolha de energia sem fios, onde se abordam assuntos como, as suas vantagens e desvantagens e a arquitetura geral de um nó de uma rede que possui esta capacidade. Segue-se uma secção onde são apresentadas a estrutura e organização de redes sem fios cujos nós realizam recolha de energia. As últimas duas secções descrevem as diferentes características das redes cognitivas convencionais, abordando ainda algumas soluções para a recolha de energia neste tipo de redes.

No capítulo 3 é realizada a caracterização da potência recebida por um nó de uma rede de rádio cognitivo. Descreve-se o sistema considerado e deduz-se um modelo que permite essa caracterização. Posteriormente apresenta-se a validação da distribuição da potência recebida pelo nó cognitivo. Adicionalmente, é realizada uma análise dos efeitos que determinados parâmetros do sistema têm na potência recebida pelo nó cognitivo.

A caracterização da energia acumulada pelo nó cognitivo é apresentada no capítulo 4. Neste capítulo pretende-se estudar a probabilidade de um nó cognitivo, que realiza recolha de energia eletromagnética, acumular energia suficiente para realizar uma transmissão. Desta forma, é proposto um modelo que permite caracterizar a capacidade de

transmissão do nó cognitivo. Por fim, realiza-se a validação do modelo, e uma análise do impacto de certos parâmetros na capacidade de transmissão do nó cognitivo.

No capítulo 5 é apresentado um modelo de avaliação do débito do nó cognitivo com recolha de energia eletromagnética. Este modelo tem em conta o comportamento das redes de rádio cognitivo convencionais (análise de espectro, acesso oportunista ao meio) e a técnica de recolha de energia realizada pelo nó cognitivo. Para terminar, é efetuada a validação do modelo e a análise de resultados.

Para finalizar a dissertação, no capítulo 6 são apresentadas algumas considerações finais do trabalho realizado e apresentados alguns tópicos para desenvolvimento futuro.

TRABALHO RELACIONADO

2.1 Recolha de energia

O conceito de *power harvesting* consiste no processo de recolha de energia do meio ambiente por parte de um dispositivo, por exemplo de um sensor. A energia recolhida provém de fontes naturais alternativas tais como, solares, mecânicas, eletromagnéticas, termo-elétricas, etc., e é posteriormente transformada em energia elétrica. A quantidade de energia disponível varia espacialmente e temporalmente. Por exemplo, a energia solar extingue-se durante a noite, a energia eletromagnética é mais frequente em zonas urbanas e, pelo contrário, a energia eólica está mais disponível em espaços amplos. Com base na periodicidade e na magnitude da energia recolhida, é possível otimizar os parâmetros operacionais de um nó de forma a aumentar o seu desempenho. Por exemplo, um nó utilizado numa tarefa de recolha de dados pode aumentar a sua frequência de amostragem e o seu *duty-cycle* para aumentar a qualidade das medições obtidas ou a potência de transmissão.

A maior limitação operacional dos nós de uma rede de sensores é a capacidade da bateria. A utilização de técnicas de recolha de energia permite aumentar a autonomia e a mobilidade dos dispositivos, reduzindo os custos de manutenção e possibilitando a sua introdução em locais de difícil acesso, tais como áreas rurais, no interior do corpo humano e em infraestruturas, como por exemplo em pontes e metropolitanos. Adicionalmente a utilização em massa de dispositivos que realizam recolha de energia irá reduzir o consumo de energia de fontes convencionais e beneficiar o ambiente.

O conceito de recolha de energia a partir de fontes não convencionais, tem o potencial de satisfazer o balanceamento entre os parâmetros de desempenho e autonomia dos nós e, pode ser utilizada em várias aplicações, tais como redes de sensores sem fios e redes de automação.

2.1.1 Sistema de Recolha de Energia

Segundo Sujesha e Purushottam [35] um sistema típico de recolha de energia tem três componentes: a fonte de energia, a arquitetura de recolha de energia e a carga. A arquitetura está relacionada com o aproveitamento de energia do meio ambiente e a sua conversão. A carga traduz as atividades que consomem a energia recolhida. A fonte de energia é uma componente vital em qualquer arquitetura, mas tem características diferentes no que respeita à controlabilidade, previsibilidade e magnitude.

Uma fonte de energia controlável pode fornecer energia sempre que necessário. Já na presença de uma fonte não controlável a energia deve ser recolhida sempre que possível. Por outro lado a escolha da fonte de energia restringe a escolha do mecanismo de conversão. É importante referir que não existe uma fonte de energia ideal para todas as aplicações, dada a multiplicidade de requisitos das mesmas.

Relativamente às arquiteturas de recolha de energia estas podem ser divididas em duas categorias (Figura 2.1):

- Harvest-Use, a energia é recolhida mesmo a tempo de ser utilizada. Se houver excesso de energia é desperdiçada.
- Harvest-Store-Use, a energia é recolhida sempre que possível e armazenada para uso futuro.

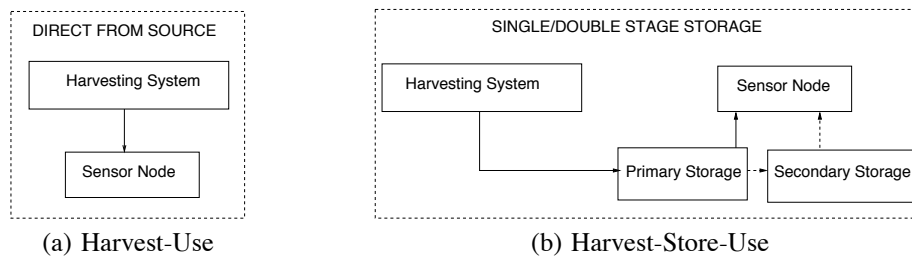


Figura 2.1: Arquitetura de recolha de energia com e sem capacidade de armazenamento (adaptada de [35]).

2.1.2 Recolha de Energia Eletromagnética

Na recolha de energia eletromagnética são utilizados como meio para transportar energia, na forma de radiação eletromagnética, sinais de rádio com frequência compreendida entre os 3 kHz e os 300 GHz. Desta forma, é uma técnica adequada para alimentar um grande número de dispositivos distribuídos numa área ampla.

Um nó que realiza recolha de energia de ondas rádio é constituído pelas seguintes componentes [24] (Figura 2.2):

- A aplicação;

- Um microcontrolador de baixa potência para processar os dados da aplicação;
- Um emissor/recetor de ondas rádio de baixa potência para transmissão ou receção de informação;
- Um módulo de recolha de energia, composto por uma antena, uma impedância correspondente, um conversor (*voltage multiplier*) e um condensador. Este módulo permite a recolha de sinais rádio e a sua conversão em energia elétrica;
- Um módulo de gestão de potência, que decide se a energia recolhida é armazenada ou se é utilizada imediatamente para transmitir informação;
- Uma bateria.

O módulo de gestão de potência pode adotar os métodos *Harvest-Use* ou *Harvest-Store-Use*. O módulo de recolha de energia será analisado em pormenor na próxima subsecção, uma vez que faz parte da tecnologia de suporte ao conceito de Recolha de Energia.

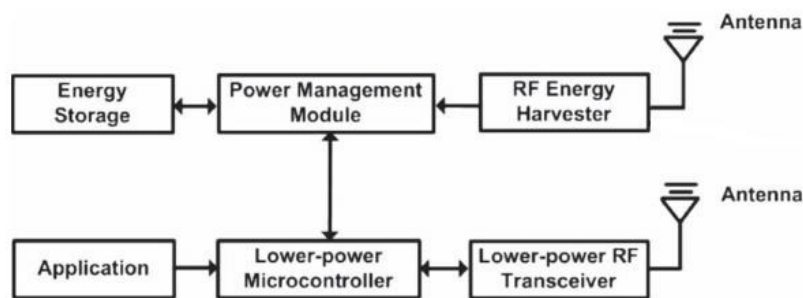


Figura 2.2: Arquitetura de um dispositivo de recolha de energia eletromagnética (adaptada de [24]).

As fontes de energia eletromagnética podem ser classificadas em duas categorias [18]:

- Fonte dedicada: Existem para fornecer energia ao dispositivo de forma previsível, como um *sink node*.
- Fonte ambiente: Este tipo de fontes são subdivididas em duas subcategorias:
 1. Fontes de energia estáticas: Neste caso a energia é emitida de forma estável mas não é otimizada como na fonte dedicada, tal como sucede por exemplo na difusão de rádio e TV;
 2. Fonte ambiente desconhecida: A energia é emitida periodicamente, como pontos de acesso WiFi ou rádios da polícia.

2.1.2.1 Tecnologia de Suporte

Aborda-se neste tópico a tecnologia de suporte existente para o caso em que a fonte de energia é eletromagnética. No que respeita à tecnologia de suporte existente, na área da engenharia ligada aos circuitos, este conceito já foi muito explorado e tem vindo a contribuir para o desenvolvimento de dispositivos que realizam recolha de energia. Os circuitos integrados e dispositivos eletrónicos de baixa potência permitem que o conceito de recolha de energia seja uma realidade. Pelo contrário, na área das comunicações o foco tem sido a minimização do consumo de energia. Só recentemente o conceito de recolha de energia ganhou alguma importância nas comunicações, mais propriamente a aleatoriedade dos processos de recolha de energia (recolha de uma quantidade aleatória de energia), pelo que o objetivo passa a ser não só minimizar a totalidade de energia consumida, mas também a manutenção de uma comunicação fiável. O módulo de recolha de energia (Figura 2.3), denominado também de circuito de conversão de energia, é vital num sistema de recolha de energia. Este módulo é composto por quatro componentes [39] (Figura 2.3):

1. Antena : permite a captura dos sinais de rádio que transportam a energia. Pode ser projetada para trabalhar numa só frequência ou em várias frequências, nas quais o nó pode recolher energia de uma só fonte ou de múltiplas fontes. Esta última hipótese dificulta a geometria da antena e exige um conversor de energia mais complexo [18];
2. Filtro Passa-banda : ajuda a assegurar que a antena esteja corretamente “sintonizada” com o circuito retificador e que as harmónicas geradas pelo elemento retificador não sejam irradiadas para o ambiente;
3. Circuito Retificador : realiza a conversão de um sinal AC para um sinal DC;
4. Filtro Passa-baixo : permite eliminar a frequência fundamental e as frequências das harmónicas do sinal de saída, definindo a impedância de saída e armazenando energia para consumo.

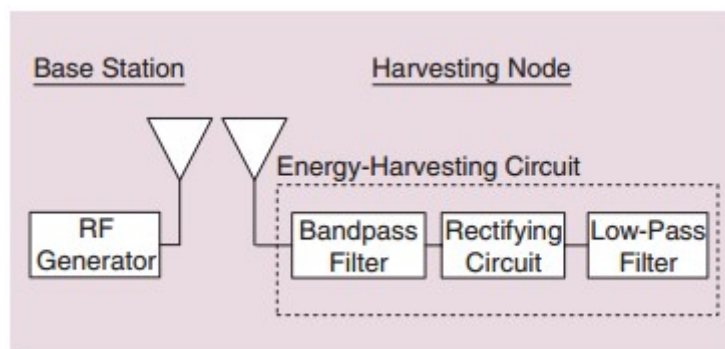


Figura 2.3: Sistema de recolha de energia eletromagnética (adaptada de [39]).

Segundo [39], a maioria dos circuitos retificadores modernos são constituídos por elementos retificadores baseados em semicondutores. A tecnologia CMOS é muito utilizada, essencialmente transístores ligados em configuração de díodo, que devido ao baixo valor das capacidades parasitas permitem um aumento significativo da eficiência do módulo de recolha de energia.

Novamente em [24], é proposta uma arquitetura mais prática que a anterior de um módulo de recolha de energia eletromagnética (Figura 2.4). Nesta arquitetura existem três componentes à exceção da antena:

1. Correspondência de Impedância (*impedance matching*);
2. Multiplicador de tensão (*voltage multiplier*);
3. Condensador (*capacitor*).

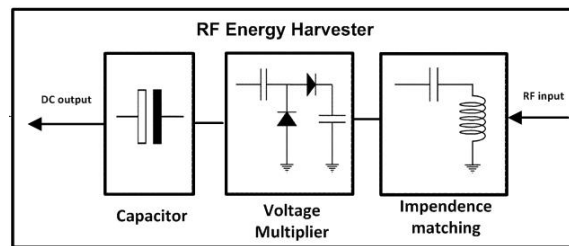


Figura 2.4: Módulo de recolha de energia eletromagnética (adaptada de [24]).

O primeiro componente é um circuito ressonante que opera a uma frequência desejada e maximiza a transferência de potência entre a antena e o multiplicador de tensão. Apesar de não ser um circuito passa-baixo, o seu objetivo é praticamente o mesmo que o filtro passa-baixo referido na arquitetura anterior (Figura 2.3). O multiplicador de tensão é o componente principal deste módulo e, analogamente ao circuito retificador já referido, permite a conversão dos sinais rádio (sinais AC) em tensão DC. Finalmente, o condensador permite a entrega suave de energia à bateria.

2.2 Redes de Recolha de Energia Sem Fios (Eletromagnética)

Nas redes de sensores sem fios o tempo de vida dos dispositivos alimentados pelo método tradicional é curto e a substituição ou recarga das suas baterias pode ser muito dispendiosa e, por vezes, impossível (por exemplo quando a área de operação da rede é grande ou a localização dos nós é aleatória), o que faz da energia um recurso precioso. A introdução de recolha de energia sem fios nestas redes atenua os problemas referidos e apresenta inúmeras vantagens como já foi referido anteriormente.

A técnica de recolha de energia traz novas dimensões aos problemas das comunicações sem fios relacionados com a intermitência e a aleatoriedade da energia disponível, pelo

que é necessário um “novo olhar” para os protocolos de comunicações sem fios, quer a nível do acesso físico ao meio, quer na camada de rede. Nas redes com dispositivos que realizam recolha de energia, para além da preocupação já existente da minimização da energia consumida, pretende-se ainda alcançar uma gestão eficiente da energia recolhida, de forma a garantir uma operação ininterrupta.

2.2.1 Arquitetura da rede

A arquitetura típica de uma rede centralizada que realiza recolha de energia eletromagnética baseia-se em três componentes [24]:

- Porta de entrada/saída de informação (*information gateway*), conhecida como estação base (*base station*);
- Fontes de energia eletromagnética, que podem ser dedicadas ou não;
- Nós da rede, que representam equipamentos que comunicam com as estações base.

Geralmente as estações base e as fontes de energia eletromagnética têm abastecimento de energia contínuo, ao contrário dos nós da rede que recolhem energia para suportar os seus processos. Em alguns casos a estação base e a fonte de energia podem ser um único elemento. Na Figura 2.5 é representada a arquitetura descrita (2.5(a)) e ainda um exemplo de uma arquitetura distribuída (2.5(b)).

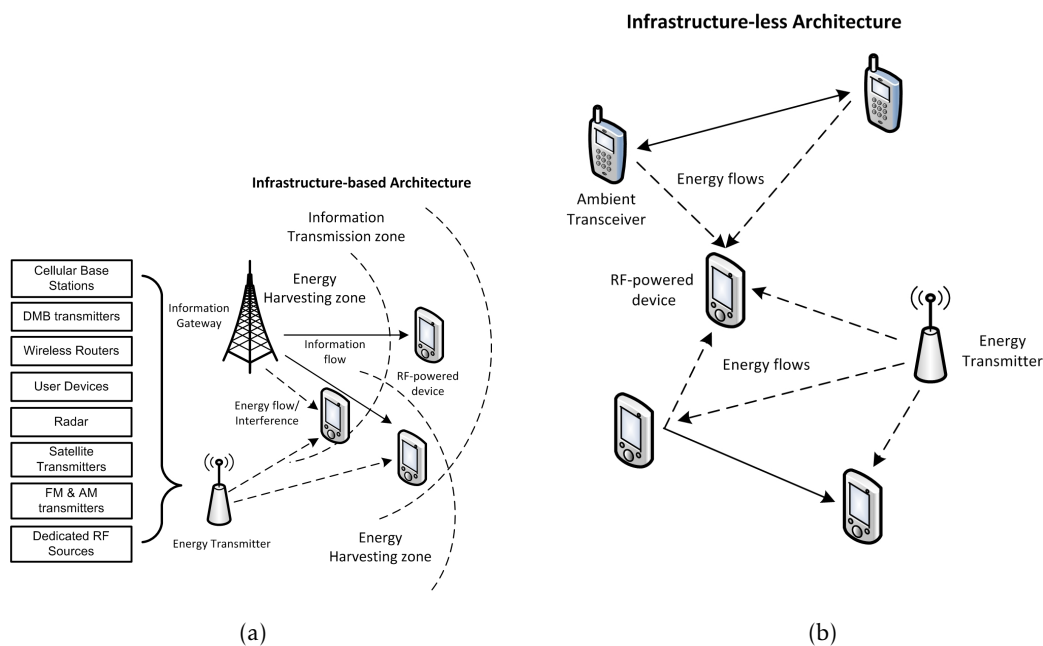


Figura 2.5: Arquitetura típica centralizada (a) e distribuída (b) de uma rede que realiza recolha de energia eletromagnética (adaptada de [24]).

Pode observar-se que a estação base tem duas zonas distintas, uma zona de recolha de energia e outra zona de transmissão de dados. A região de recolha de energia é inferior à região de transmissão de dados, pois o processo de recolha de energia é mais sensível à existência de ruído e a outros efeitos de propagação indesejáveis, ao contrário das técnicas de decodificação que são mais robustas em relação a estes efeitos. Na mesma figura encontra-se representada uma rede descentralizada, diferindo da anterior no aspeto em que os nós comunicam diretamente entre si.

Antes de apresentar dois protocolos MAC propostos recentemente para este tipo de redes, é realizada uma abordagem sobre algumas características das mesmas, nomeadamente sobre as políticas ótimas de transmissão e o débito da rede, uma vez que ambas dependem da quantidade de energia recolhida e armazenada por um nó.

2.2.1.1 Políticas ótimas de transmissão

Nas políticas de transmissão das comunicações que realizam recolha de energia existem duas restrições causais:

1. A energia utilizada até um instante de tempo T tem que ser menor ou igual à quantidade de energia recolhida até ao mesmo instante de tempo (causalidade da energia);
2. A energia total consumida não pode ser superior a toda a energia que já foi recolhida, e o total de dados transmitidos não pode ser superior à totalidade dos dados recebidos.

Para determinar as políticas ótimas de transmissão podem utilizar-se duas abordagens, online e offline. Na abordagem online os nós só têm conhecimento estatístico do processo de recolha de energia, enquanto a abordagem offline assume que o nó tem conhecimento total do instante de chegada da energia recolhida. Esta última abordagem é uma situação ideal que fornece uma solução heurística e analítica para projetar uma estratégia ótima de transmissão [11].

Nas redes convencionais, que não realizam recolha de energia, a capacidade de transmissão dos nós não é condicionada pela disponibilidade de energia. No entanto, nas redes com recolha de energia esta afirmação não é verdadeira, devido à incerteza e intermitência na chegada de energia.

Na Figura 2.6 está representado um perfil de energia acumulada a partir de uma fonte de energia durante o intervalo de tempo T . A linha preta representa o total de energia acumulada e a linha vermelha a tracejado é a melhor política de transmissão, porque transmite a uma potência constante e no fim utiliza toda a energia recolhida (o seu declive corresponde à potência de transmissão). Esta política é impossível para sistemas de comunicação que efetuam recolha de energia, uma vez que viola a restrição da causalidade da energia, devido à intersecção com a linha de energia recolhida (linha

preta). Desta forma, as políticas de transmissão possíveis encontram-se “abaixo” da linha preta, como as linhas verdes, por exemplo [11].

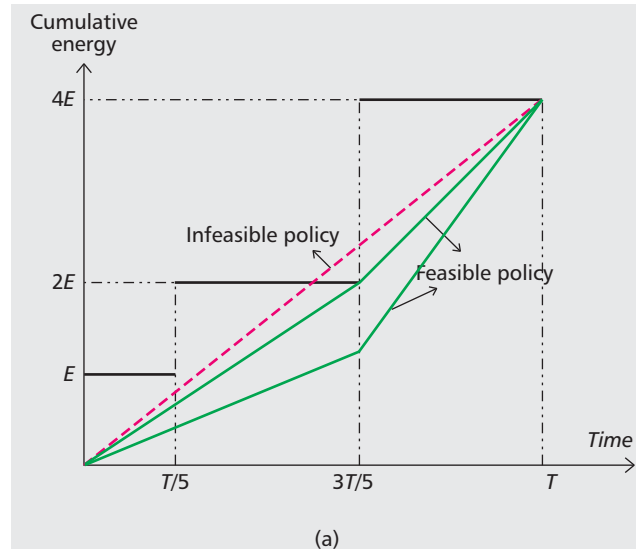


Figura 2.6: Perfil de recolha de energia (adaptada de [11]).

2.2.1.2 Capacidade de débito da rede

Em [30] é realizada uma análise da variação do débito de uma rede que realiza recolha de energia eletromagnética. Relativamente ao armazenamento de energia, são analisadas as seguintes situações: armazenamento infinito, sem armazenamento e por fim armazenamento finito. Apesar de apenas a última refletir a realidade, as primeiras permitem de certa forma determinar um intervalo no qual a “capacidade do canal” com energia finita se insere. Para o primeiro caso o autor indica dois esquemas de transmissão. No primeiro esquema denominado “save and transmit scheme” a transmissão de dados é realizada em duas fases: na primeira é realizada recolha de energia e na segunda são transmitidos os dados. O segundo esquema, denominado “best-effort-transmit scheme”, opera em função da quantidade de energia armazenada a partir do meio e sem um período de armazenamento fixo: quando o nível de energia acumulada é elevado, os símbolos do conjunto de dados a enviar são transmitidos.

2.2.2 Protocolos de Controlo de Acesso ao Meio

De seguida apresentam-se dois trabalhos relacionados com redes com recolha de energia sem fios (eletromagnética), mais especificamente protocolos de controlo de acesso ao meio (MAC) adaptados para a técnica de recolha de energia. Os protocolos MAC são o fator de inovação neste tipo de redes, pois é no controlo de acesso ao meio que se analisa a disponibilidade do meio e o estado do nó, dependendo da energia acumulada e dos dados disponíveis.

A tecnologia de recolha de energia que se pode integrar nas redes de sensores sem fios consegue apenas fornecer energia intermitente. Como tal, [7] mostra que um conjunto vastamente utilizado de protocolos MAC se revelam pouco adequados a estas novas condições. Estes protocolos baseiam-se essencialmente em agendamento de *slots* e definição de *duty cycles* e estes parâmetros “temporais” são difíceis de aplicar/configurar quando a quantidade de energia a ser recolhida não é previsível.

2.2.2.1 LEB- MAC (Load and Energy balancing MAC Protocol)

Em [22] é proposto um protocolo MAC para redes de sensores sem fios que permite balanceamento de carga (dados) e de energia entre os nós pertencentes à rede, em função das suas características de recolha de energia. Neste protocolo é utilizada a técnica de “transmissão iniciada pelo recetor” *“receiver-initiated transmission”*, com o objetivo de eliminar o desperdício de energia quando se transmite e o nó recetor não está ativo. O *duty-cycle* de cada nó é determinado através do seu perfil de recolha de energia: quanto maior for a capacidade/probabilidade de recolha de energia, mais tempo o nó permanece “acordado”. São adotadas técnicas de controlo difuso para determinar os *duty-cycles* ótimos para os nós.

O protocolo LEB-MAC consiste genericamente em quatro operações:

- **Transmissão iniciada pelo recetor:** É escolhida esta técnica por encurtar os *duty cycles* do recetor e emissor, mas também porque num protocolo com “*duty-cycle*” existe o estado inativo no qual é possível realizar a recolha de energia. Nesta etapa o recetor envia um “beacon” informando os seus vizinhos de que está disponível para receber dados. Para enviar dados para o recetor o emissor tem que ouvir o beacon e sincronizar-se com o mesmo. Para o emissor receber o beacon com sucesso e para se sincronizar com o recetor e enviar pacotes de dados tem que “acordar” antes da transmissão do beacon. Desta forma, um emissor necessita de informação sobre os agendamentos de ativação do recetor, que podem ser obtidos a partir de beacons anteriores ou previstos utilizando agendamentos de ativação fixos ou pseudo-aleatórios. Quando os dados são recebidos com sucesso é enviado um pacote ACK para o emissor, caso contrário este recebe um NACK e executa o procedimento de resolução de colisão de dados.
- **“Energy-aware duty-cycle”:** O LEB-MAC determina o ciclo de trabalho (ativo/inativo) de acordo com os níveis de energia presentes nos nós recetores, o que depende das características de recolha de energia do nó e das características do ambiente circundante. Desta forma, um nó define dinamicamente o seu *duty cycle* de acordo com a energia que possui armazenada: mais energia implica mais tempo ativo. É através deste mecanismo que por um lado é realizada a distribuição de carga/dados através dos nós da rede e, por outro, é reduzida a probabilidade de existência de falhas

energéticas nos nós da rede. É neste processo que é utilizada a lógica de controlo difuso.

- **"Automatic Load/Energy Balancing:"** Um pacote, enviado por um nó emissor, pode atingir o nó recetor por várias rotas. O protocolo LEB-MAC realiza distribuição automática de carga/dados/pacotes entre todos os vizinhos do nó emissor, que façam parte das rotas possíveis, de acordo com a energia que cada um possui;
- **"Collision Resolution"**: Existem dois tipos de colisões possíveis, colisão de dados e colisão de *beacons*. O protocolo LEB-MAC gere e resolve estas colisões com mecanismos bastante semelhantes aos utilizados nos protocolos MAC convencionais para redes de sensores sem fios. No primeiro caso, colisão de dados, utiliza-se o mecanismo de *exponential backoff*, quando o emissor transmite pela primeira vez para o recetor. Caso o emissor já tenha comunicado anteriormente com o recetor, é enviado pelo recetor um *beacon* dedicado para o emissor de forma a reservar o próximo ciclo para o mesmo. Quando ocorre colisão de *beacons*, o emissor mantém-se acordado à espera do próximo *beacon* válido. Nesta situação o recetor como não recebe resposta ao seu *beacon*, passa para o estado *sleep*. Quando acorda transmite novamente um *beacon*.

2.2.2.2 RF-MAC e CSMA

O protocolo RF-MAC [37] propõe uma nova métrica de desempenho, que consiste na atribuição de uma taxa de alocação igual para todos os nós independentemente das suas distâncias. Este protocolo exige um compromisso entre a transferência de energia e a transferência de dados, utilizando o mecanismo de controlo de acesso ao meio CSMA/CA. O objetivo deste protocolo RF-MAC é a recolha de energia do ambiente circundante, a gestão da energia recolhida e a disponível para recolha através da redução do consumo de energia e a maximização do débito da rede através da redução das colisões. Na Figura 2.7 encontra-se representada a arquitetura do protocolo. Primeiro um nó realiza a difusão de um pedido de energia (RFE – Request For Energy). Depois aguarda pela resposta dos emissores de energia (ETs - Energy Transmitters), que consistem em “blocos” de energia. Depois de ter terminado o processo de recolha de energia, o nó possui mais energia e consequentemente os seus pacotes de dados são considerados prioritários no acesso ao meio, pelo que envia o pacote imediatamente se o canal está livre, ou aguarda um tempo aleatório caso contrário. O pacote de ACK é utilizado para dar a conhecer ao emissor que os dados foram recebidos com sucesso. É utilizado o mecanismo de CSMA/CA para evitar colisões durante a transferência de dados.

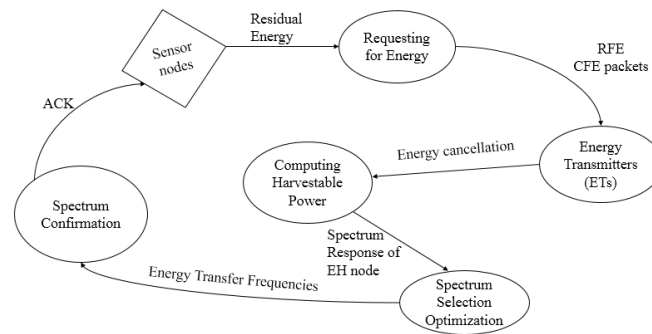


Figura 2.7: Arquitetura do protocolo RF-MAC (adaptada de [37]).

2.3 Redes de Rádio Cognitivo

Com o rápido crescimento de novos dispositivos e aplicações wireless verifica-se uma grande procura por espectro de rádio. A política de acesso ao meio FSA (*fixed spectrum access*) adotada pelos reguladores de espectro, atribui uma porção do espectro com uma dada largura de banda a um ou mais utilizadores dedicados. Desta forma, os utilizadores licenciados têm o direito de explorar o espectro alocado, ao contrário de outros utilizadores que não lhes é permitida a utilização do mesmo. Esta regra aplica-se independentemente do espectro atribuído ser efetivamente utilizado ou não.

A grande procura de espectro rádio aliada à política de atribuição resultam no problema de escassez do mesmo. Para além de o espectro rádio necessário para os sistemas de comunicações sem fios ser um recurso naturalmente limitado, a política de atribuição fixa do espectro resulta num entrave à sua utilização eficiente, resultando numa subutilização significativa do espectro atribuído.

O rádio cognitivo é uma tecnologia que pretende resolver o problema da escassez de espectro, suportando acesso dinâmico ao mesmo. Esta tecnologia permite equipar os utilizadores com capacidade de adaptar os seus parâmetros de operação de acordo com as interações com o ambiente rádio circundante.

A capacidade de acesso dinâmico ao espectro surge como uma política alternativa que permite uma utilização do espectro rádio mais eficiente. Com esta política uma parte do espectro pode ser alocada a um ou mais utilizadores, denominados de Utilizadores Primários (*Primary Users*), mas a utilização do espectro não é exclusiva a estes utilizadores. Outros utilizadores, denominados de Utilizadores Secundários (*Secondary Users*), podem aceder ao espectro alocado desde que não interfiram com a utilização dos Utilizadores Primários. Assim, o espectro de rádio pode ser reutilizado de forma oportunista ou ser partilhado ao longo do tempo, verificando-se melhorias significativas relativamente à eficiência da sua utilização.

A exploração do espectro de forma oportunista baseia-se na tecnologia de rádio cognitivo a qual permite que os Utilizadores Secundários avaliem que porção do espectro está disponível (uma porção de espectro que está alocada a um ou mais utilizadores primários

mas que não é utilizada durante certos períodos de tempo), permitindo-lhes escolher o melhor canal disponível, coordenar acesso ao espectro com outros utilizadores e abandonar o canal quando um Utilizador Primário reclama o uso do mesmo.

Para transformar dispositivos de rádio e redes sem fios em elementos verdadeiramente cognitivos é necessário a colaboração de várias comunidades tais como, teoria das comunicações, engenharia das redes, processamento de sinal, teoria dos jogos, entre outros. A tecnologia de acesso dinâmico ao espectro permite aumentar a eficiência da utilização do espectro de rádio e suporta serviços de maior largura de banda devido à capacidade de adaptação dos seus parâmetros de operação. Por estas razões, esta tecnologia pode ser empregue em muitas aplicações em que o ritmo de transmissão requerido possa ser suportado pelas oportunidades espectrais existentes.

2.3.1 Arquitetura da Rede

Em redes com tecnologia de acesso dinâmico ao espectro os Utilizadores Secundários têm que recolher informação sobre a ocupação de espectro (capacidade cognitiva) para que possam ajustar o seu modo de operação de acordo com as variações do ambiente rádio (capacidade de reconfiguração), de forma a atingir o desempenho ótimo.

Um ciclo de trabalho de um dispositivo de rádio cognitivo (Utilizador Secundário) inclui [40] :

- Detecção de “porções” de espectro disponíveis;
- Seleção das melhores bandas de frequência;
- Coordenação do acesso ao espectro com outros utilizadores;
- Abandono do canal selecionado quando surge um utilizador primário.

Existem três funções que permitem suportar este tipo de ciclo de trabalho: deteção e análise de espectro, gestão e libertação de espectro e alocação e partilha de espectro. No acesso dinâmico ao espectro um utilizador secundário pode partilhar os recursos do espectro com utilizadores primários, outros utilizadores secundários ou mesmo com ambos, pelo que uma boa alocação e partilha de espectro é fundamental para alcançar uma elevada eficiência de utilização do espectro.

Em [21] são apresentadas e descritas as funções principais das camadas física, de controlo de acesso ao meio e de rede de um dispositivo de rádio cognitivo (Figura 2.8). O nível físico inclui funções de monitorização de espectro ("spectrum sensing") além das tradicionais funções de optimização de parâmetros de operação. A camada MAC ("Medium Access Control") terá de incorporar o facto do acesso estar condicionado à disponibilidade do espectro, tal como a camada de rede.

Na Figura 2.9 encontra-se representada a arquitetura de uma rede de rádio cognitiva. Os seus componentes podem ser classificados em dois grupos: rede secundária e rede primária.

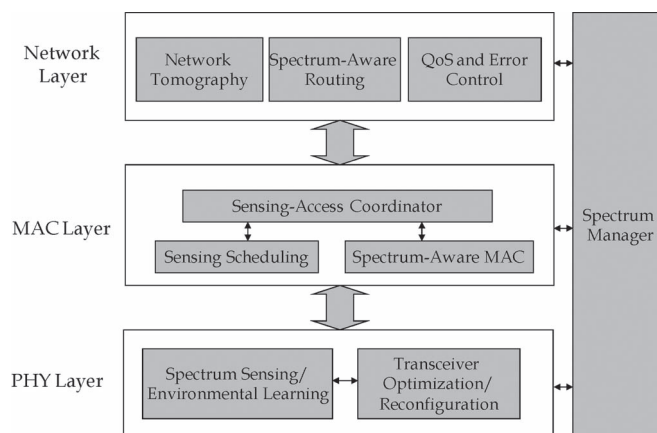


Figura 2.8: Principais funções das camadas: física, MAC e rede num dispositivo de rádio cognitivo (adaptada de [21]).

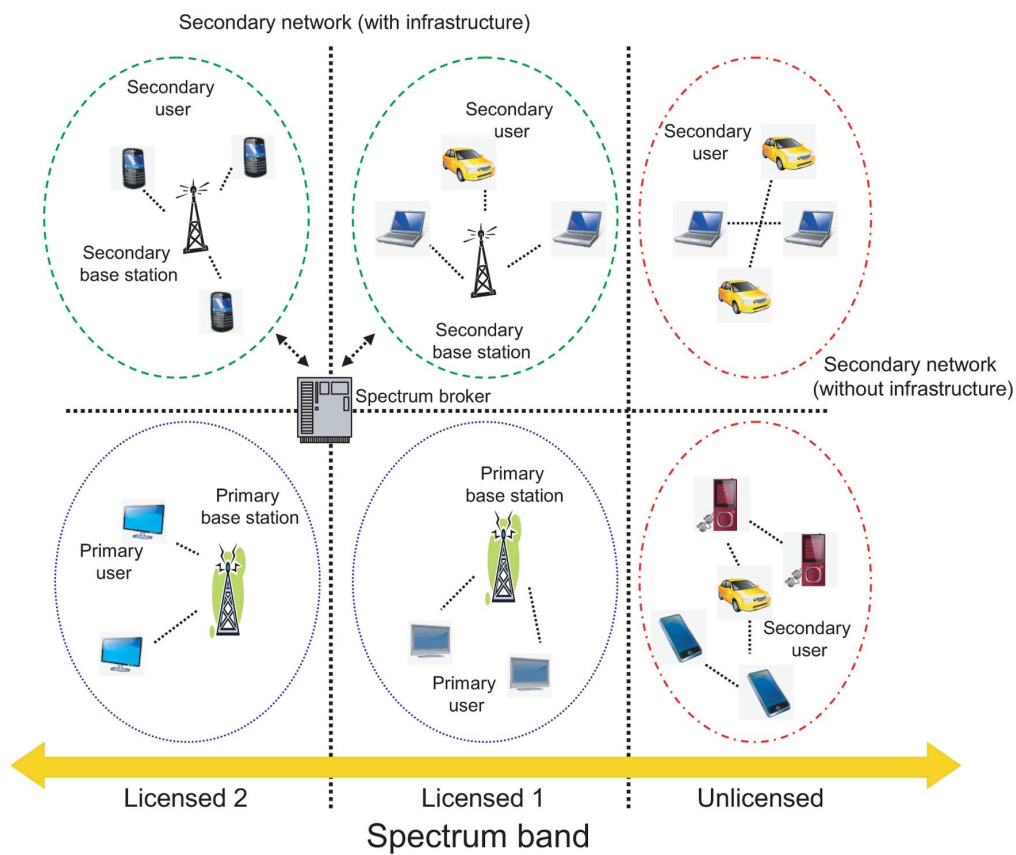


Figura 2.9: Arquitetura de redes de rádio cognitivo (adaptada de [40]).

A rede primária tem o direito exclusivo a uma certa banda de espectro enquanto a rede secundária não tem qualquer tipo de banda de espectro atribuída. A rede primária é composta por utilizadores primários e por uma ou mais estações base. A estação base coordena a utilização das porções de espectro que foram reservadas para os utilizadores primários que não podem ser afetadas pelas operações dos utilizadores secundários.

A rede secundária é composta por utilizadores secundários com ou sem uma estação base secundária. Esta última, se existir, permite coordenar o acesso ao espectro de forma oportunista por parte dos utilizadores secundários, servindo como pivô da rede secundária. Pode observar-se na figura 2.9 a presença de um dispositivo denominado de *Spectrum Broker*, que é utilizado no caso de várias redes secundárias partilharem entre si uma banda do espectro. O *Spectrum Broker* permite coordenar a utilização deste espectro, alocando recursos da rede de forma a alcançar uma partilha justa e eficiente.

Existem diferenças bastante acentuadas nos dois tipos de redes referidas. As redes secundárias (utilizadores secundários e estações base secundárias) encontram-se equipadas com funções de rádio cognitivas ao contrário dos componentes das redes primárias. Por outro lado, os utilizadores das redes primárias têm acesso garantido a porções de espectro. Por esta razão, e pelas suas capacidades cognitivas, cabe aos utilizadores secundários não só detetar porções de espectro disponíveis e escolher a melhor banda de frequências para operar, mas também detetar a presença imediata de um utilizador primário e de direcionar a sua transmissão para outra banda disponível, não provocando interferência na transmissão do utilizador primário.

Como se pode observar na Figura 2.9, uma rede de rádio cognitiva contém mais do que um nó cognitivo e, à semelhança das redes sem fios convencionais, pode ser classificada como rede centralizada ou distribuída e com ou sem infraestrutura.

De acordo com as diferentes capacidades cognitivas de um dispositivo este pode aceder ao espectro rádio de diversas formas. Os dois modelos mais utilizados são:

- Acesso ao espectro de forma oportunista (Figura 2.10(a));
- Acesso ao espectro de forma concorrente (Figura 2.10(b)).

No primeiro modelo, também denominado de *Spectrum Overlay*, um utilizador secundário deteta as porções de espectro disponíveis através da análise do espectro e reconfigura os seus parâmetros de transmissão para operar nas porções de espectro identificadas. Em simultâneo necessita de monitorizar frequentemente o espectro para abandonar rapidamente o mesmo sempre que um utilizador primário fica ativo.

No segundo modelo, também denominado de *Spectrum Underlay*, o utilizador secundário coexiste com o utilizador primário numa banda de espectro alocada para o último. Esta partilha de espectro é possível desde que a potência de transmissão do emissor secundário seja limitada, para que a interferência causada ao recetor primário seja inferior a um determinado limiar. Neste modelo é necessário que o emissor secundário consiga prever o nível de potência de interferência que é recebido numa determinada localização.

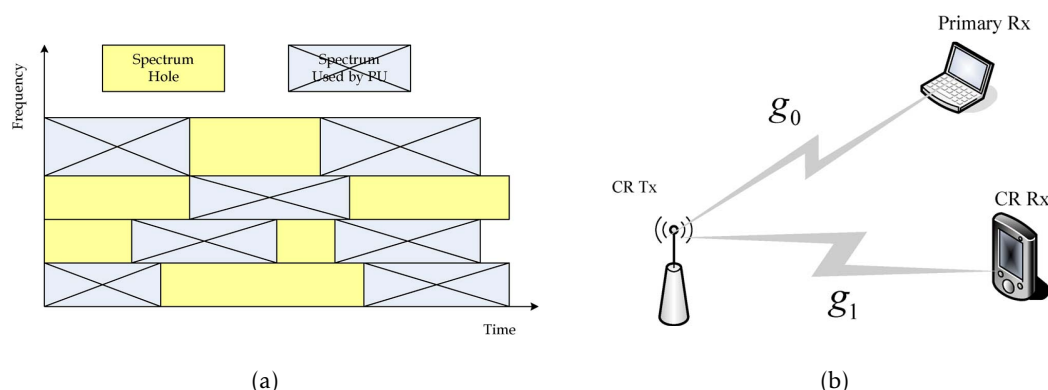


Figura 2.10: O dispositivo acede oportunamente ao meio (a). O dispositivo de rádio cognitivo (CR Rx e CR Tx) coexiste com utilizadores primários (b) (adaptada de [21]).

2.3.2 Técnicas de Análise do Espectro

Nas redes de rádio cognitivo os dispositivos secundários são projetados para estar atentos às mudanças do ambiente rádio, o que faz do *spectrum sensing* um requisito vital para as redes cognitivas. Esta técnica permite aos utilizadores detetar porções de espectro disponíveis sem causar interferência na rede primária.

De seguida são apresentados 3 paradigmas diferentes de *spectrum sensing*: modelo de temperatura de interferência (*model interference temperature*); deteção de porções de espectro disponíveis; e cooperação na análise ao espectro.

2.3.2.1 Modelo de temperatura de interferência

Este modelo utiliza o nível de interferência observado por um recetor para proteger os utilizadores primários de interferências prejudiciais devido à presença de utilizadores secundários. A temperatura de interferência é uma medida da potência eletromagnética disponível numa antena recetora, que reflete a potência gerada por outros emissores e fontes de ruído. É definido um limite, que fornece informação sobre a quantidade máxima de interferência tolerável para uma dada banda de frequências num determinado local. Por exemplo, qualquer utilizador secundário que deseje transmitir nesta banda de frequências tem que garantir que a sua potência de transmissão mais o ruído e interferência existente quando medidos no recetor primário não ultrapassem o limite referido. No entanto, existe grande dificuldade em determinar com precisão o limite da temperatura de interferência para cada localização específica. Um utilizador secundário não possui nenhuma forma prática de medir ou estimar a temperatura de interferência, uma vez que tem dificuldade de distinguir entre sinais provenientes de utilizadores primários e ruído.

2.3.2.2 Spectrum Hole Detection

A detecção de porções de espectro rádio disponíveis pode ser realizada através da análise do espectro de forma direta ou indireta [21], tal como representado na Figura 2.11. No primeiro caso identifica-se uma porção de espectro disponível através da detecção da presença de um recetor primário, no interior do raio de cobertura do emissor secundário. Caso esta presença não se verifique é identificada uma porção de espectro desocupada. Já no método indireto o emissor secundário efetua a detecção de um emissor primário na área circundante. Considerando o raio de cobertura do emissor primário de D e do emissor secundário de R , o emissor secundário tem que verificar a presença de um emissor primário num raio de $D+R$. Se a distância entre os emissores primário e secundário for superior a $D+R$ não existe nenhum recetor primário dentro da área de cobertura do emissor secundário e é identificada uma porção de espectro desocupada (Figura 2.11).

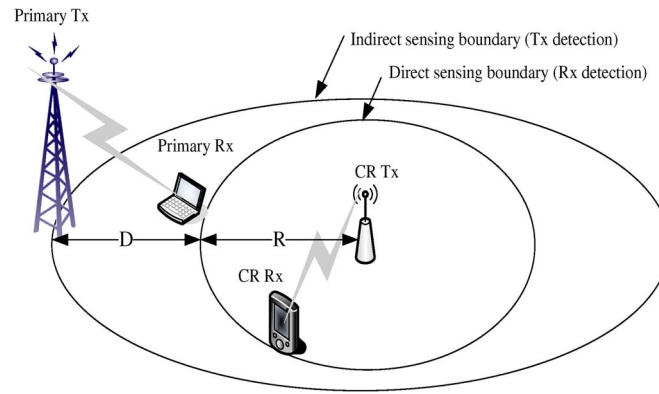


Figura 2.11: Princípio de Análise do Espectro (adaptada de [21]).

A análise de espectro de forma indireta requer um alcance de detecção maior ($R+D$) do que o método direto (R), logo tem necessidade de detetar sinais bastante atenuados, o que representa um maior desafio [43]. Adicionalmente, quando a relação sinal ruído do sinal transmitido pelo emissor primário medida no emissor secundário é baixa, torna-se difícil para o emissor secundário detetar o sinal do emissor primário.

Em [41] são apresentados métodos de análise direta e indireta do espectro tais como, *Local Oscillator Detection* e *Proactive Detection* para o primeiro caso, e *Matched Filter Detection*, *Energy Detection* e *Cyclostationary Detection* para o segundo caso.

2.3.2.3 Análise Cooperativa do Espectro

As técnicas de análise do espectro a nível individual (realizadas por um único nó secundário) podem não garantir um desempenho satisfatório, nomeadamente devido à incerteza associada à presença de ruído e aos efeitos de desvanecimento do canal (*fading*). Em particular, os modelos de detecção referidos não conseguem evitar o problema do terminal escondido (quando um utilizador secundário não consegue detetar um emissor primário

e o recetor primário se encontra no interior do seu raio de transmissão). Como tal, é essencial ter acesso a informação sobre a análise do espetro realizada por outros utilizadores, de forma a realizar uma análise cooperativa do espetro. A colaboração de múltiplos utilizadores na análise do espetro permite que de forma geral o erro de deteção diminua pela introdução de diversidade espacial e, o tempo necessário para a deteção em cada utilizador secundário possa também diminuir.

Numa cooperação da análise de espetro centralizada, um controlador central (estação base) recolhe a informação de múltiplos utilizadores secundários, decide quais os canais de espetro disponíveis e informa os utilizadores sobre quais os canais a utilizar. Em [5] é proposto um esquema para processar todas as amostras recolhidas utilizando matrizes. Os esquemas que utilizam todas as amostras, requerem uma largura de banda significativa para transmitir os dados dos utilizadores individuais até à estação base.

Num esquema de cooperação de análise de espetro distribuída, os utilizadores secundários trocam entre si a informação recolhida da análise do espetro. Em [25, 32, 33] é proposto que cada utilizador secundário utilize o método de deteção de energia, sendo a decisão final baseada numa soma ponderada das decisões individuais. Nos artigos referidos são abordadas situações como capacidade ideal de reportar informação considerando ausência de ruído [25], considerando ruído [33], e em [32] o foco é a maximização da taxa de transferência de dados entre os utilizadores secundários protegendo sempre os utilizadores primários de eventuais interferências.

2.3.3 Técnicas de Controlo de Acesso ao Meio

A tecnologia de rádio cognitivo oferece maior flexibilidade e eficiência na utilização do espetro. Como tal os protocolos da camada MAC para as redes cognitivas são bastantes diversificados na perspetiva dos cenários de aplicação e têm um papel muito importante em diversas funções dos utilizadores secundários, tais como, mobilidade de espetro, alocação de recursos e partilha de espetro [3].

Em [41] os protocolos MAC são classificados de acordo com as seguintes características:

- Complexidade;
- Arquitetura do protocolo;
- Nível de cooperação na rede;
- Eficiência da gestão da sinalização e transferência de dados durante a comunicação.

Os protocolos MAC podem ser divididos em duas grandes categorias: Baseado em Acesso Direto (*Direct Access Based*) e Alocação de Espetro dinâmica (*Dynamic Spectrum Allocation*). O primeiro não permite qualquer tipo de otimização global da rede sendo que cada par emissor recetor tem como objetivo maximizar o seu desempenho. Já a Alocação

de Espectro dinâmica refere-se a protocolos que permitem explorar algoritmos complexos de otimização de forma alcançar um objetivo global. Qualquer um destes tipos de protocolos pode ser implementado em arquiteturas centralizadas ou distribuídas.

2.3.3.1 Troca de informação de controlo nas redes de rádio cognitivo

Numa rede cognitiva a quantidade de informação de sinalização trocada entre os utilizadores é bastante superior à das redes sem fios convencionais. Por esta razão a maioria dos protocolos MAC propostos para redes de rádio cognitivo exploram um canal de controlo fora da banda alocada para o envio de dados. Este canal permite a negociação de recursos e a partilha dos resultados obtidos da análise do espectro. O canal de controlo dedicado selecionado pode ser um canal licenciado [34] ou um canal partilhado [6, 8]. Ambos apresentam desvantagens. O primeiro deve permitir a adaptação da sua largura de banda de forma a limitar o desperdício de recursos ou uma situação de saturação (muitos utilizadores). O segundo tem que ser monitorizado devido às possíveis colisões entre dados de negociação. De uma forma geral os protocolos assumem que existe apenas um canal de controlo global como em [15]. Na literatura são propostas duas soluções para gerir canais de controlo que não pertencem à banda alocada para o envio de dados que são:

- Esquema de canal de controlo comum (CCC-*Common Control Channel Scheme*)
- Duas fases/ fases separadas (*Split phase*)

Nos esquemas CCC os utilizadores partilham um canal dedicado para trocar informação de sinalização e de análise do espectro e para realizar a seleção do canal. Como este esquema não requer sincronização, para evitar que os nós da rede percam as mensagens de controlo, deve existir um emissor-recetor dedicado e sintonizado neste canal [8, 26].

O Split Phase permite explorar apenas um utilizador, mas com um custo em termos de sincronização. Este tipo de protocolos divide tramas de tempo em duas partes, a primeira denominada de fase de controlo e a segunda de fase de dados. Durante a primeira fase cada terminal escuta mensagens de controlo para saber qual a condição em que a rede se encontra. Na segunda fase é realizada a transmissão de dados. Note-se que durante a fase de controlo são desperdiçados recursos, nomeadamente canais que se encontram livres para possíveis transmissões. Na fase de dados os canais de controlo podem ser utilizados não havendo desperdício de recursos.

Com o objetivo de ultrapassar as dificuldades da utilização de um canal de controlo não pertencente à banda alocada para o transporte de dados, foi apresentada em [13] e [19] a estratégia da sequência de *frequency hopping*. Neste caso os utilizadores partilham uma lista de *hopping* e movem-se de um canal para o outro até iniciarem uma comunicação. A vantagem desta abordagem é que as transmissões são mais fiáveis, pois a negociação de recursos não depende do estado de um único canal comum. No entanto, esta técnica requer mecanismos de sincronização entre os nós da rede.

2.4 Redes de Rádio Cognitivo e Recolha de Energia

Nas secções anteriores abordaram-se dois aspetos importantes das redes de comunicações sem fios: a energia, nomeadamente a recolha de energia eletromagnética do meio ambiente; e a utilização do espectro eletromagnético de forma eficiente. Este último foi abordado no tópico anterior relativo às redes de rádio cognitivo, cuja operação envolve a análise periódica do espectro e tomada de decisão relativamente à utilização do mesmo. Como tal, a operação habitual de uma rede de rádio cognitivo contribui para um elevado consumo de energia, fazendo das mesmas excelentes candidatas à introdução da técnica de recolha de energia sem fios.

Com a crescente procura de espectro eletromagnético e de eficiência energética, revelou-se útil a introdução da tecnologia de recolha de energia nas redes rádio cognitivo. Esta tecnologia reúne as vantagens referidas nas secções 2.1 e 2.2. No entanto, a operação de uma rede cognitiva que realiza recolha de energia tem que ser adaptada relativamente às redes de rádio cognitivo convencionais. A tecnologia de recolha de energia é introduzida nos utilizadores secundários da rede cognitiva.

Segundo [28] as funções realizadas por um nó de uma rede rádio cognitiva com capacidade de recolha de energia podem ser classificadas como funções de observação, aprendizagem, orientação, planeamento, decisão e atuação.

O trabalho [23] apresenta um diagrama de blocos (Figura 2.12) que representa a arquitetura de um nó cognitivo com recolha de energia. As funções desempenhadas por cada componente representado na figura podem ser resumidas a:

- *Wireless Transceiver*: responsável pela receção e emissão de dados;
- *Energy storage*: Armazena energia;
- *Power Management Unit*: Decide qual o destino da energia recolhida, se é acumulada ou se é encaminhada para algum componente;
- *RF energy harvester*: Recolhe sinais eletromagnéticos e converte-os em energia;
- *Spectrum analyzer*: Permite a análise instantânea da atividade no espectro;
- *Knowledge extraction unit*: Mantém um registo do ambiente do espectro de acesso;
- *Decision making unit*: Decide se se acede ao espectro ou não;
- *Node equipment*: Implementa as aplicações do dispositivo;
- *A/D converter*: digitaliza o sinal analógico produzido pelo nó;
- *Power Controller*: processa a saída do conversor A/D para aplicações da rede.

Alguns destes componentes já foram referidos direta ou indiretamente, nomeadamente: *Wireless Transceiver*, *Energy storage*, *Power Management Unit*, *RF energy harvester* -

na secção 2.2 e *Spectrum analyzer* na secção 2.3. Por esta razão o foco deste tópico será nas alterações/adaptações que a rede cognitiva necessita devido à introdução da tecnologia de recolha de energia.

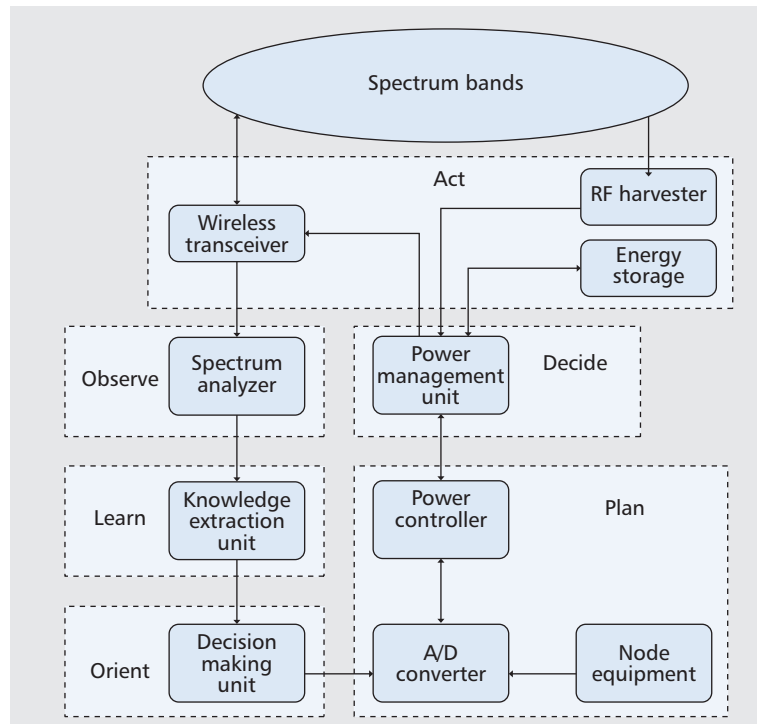


Figura 2.12: Relação entre os componentes de um dispositivo de rádio cognitivo e o seu ciclo cognitivo (adaptada de [23]).

A arquitetura de uma rede cognitiva que realiza recolha de energia (Figura 2.13), é muito semelhante à apresentada na secção 2.3, mas agora surge uma zona adicional, zona de recolha de energia, que consiste no raio de cobertura no qual é possível realizar o processo de recolha de energia, zona já referida também na secção 2.2 (Figura 2.5). O utilizador secundário pode receber energia eletromagnética da estação base primária, da estação base secundária, de utilizadores primários ou ainda de utilizadores secundários.

Quando um utilizador secundário realiza recolha de energia da rede primária, a estação base primária pode estar associada a três zonas (Figura 2.13) que definem a atividade dos utilizadores secundários. Se os utilizadores secundários não estão totalmente carregados e estão localizados na zona de recolha de energia podem recolher energia dos sinais de RF recebidos da estação base primária ou de utilizadores primários que se encontrem no interior do seu raio de cobertura. Os utilizadores secundários localizados dentro da zona de interferência apenas podem transmitir se não existirem utilizadores primários ativos, tal qual como numa rede cognitiva convencional. Podem ser utilizadas as técnicas *spectrum underlay* ou *overlay* pelos utilizadores secundários, referidas na secção 2.3, para acesso ao espetro. Tal como nas redes cognitivas convencionais, este tipo de redes pode adotar uma arquitetura centralizada ou distribuída e com ou sem infraestrutura, podendo

também ser utilizada qualquer técnica de *spectrum sensing* referida na secção 2.3.

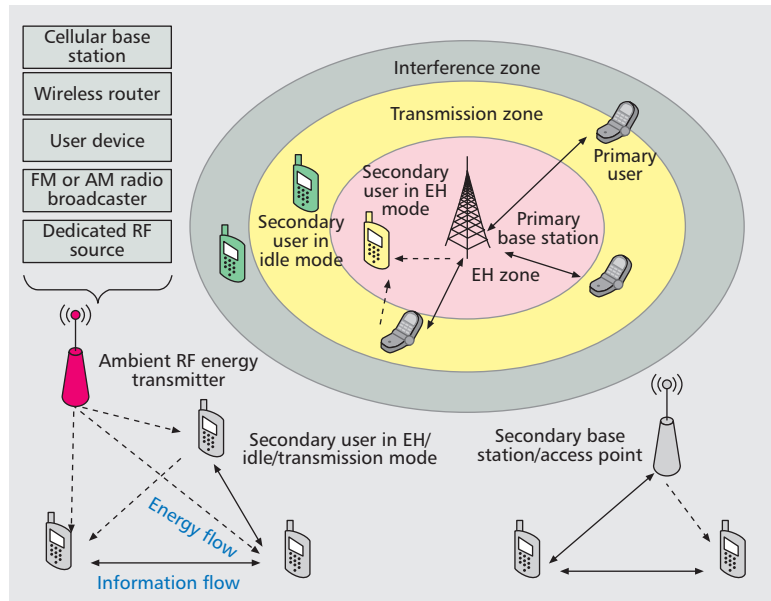


Figura 2.13: Arquitetura geral de uma rede rádio cognitivo com recolha de energia (adaptada de [28]).

2.4.1 Desafios na Análise e Acesso Dinâmico ao Espetro nas Redes de Rádio Cognitivo com Recolha de Energia

2.4.1.1 Análise do Espetro Eletromagnético

Com a introdução da técnica de recolha de energia (eletromagnética) nas redes de rádio cognitivo surge a necessidade dos nós detetarem não só canais livres mas também canais ocupados. A transmissão de informação é realizada nos canais livres e o processo de recolha de energia pode ser realizado em qualquer um dos canais. À semelhança do referido na secção 2.3, um utilizador secundário de uma rede de rádio cognitivo pode estar em dois modos, ativo ou inativo. No primeiro realiza as funções de análise do espectro e transmite se possível como um nó convencional (de uma rede de rádio cognitivo). A grande diferença reside no modo inativo, no qual é agora possível realizar o processo de recolha de energia. Outra hipótese surge quando o utilizador secundário recolhe energia através de um utilizador primário, que pode ser realizada no modo ativo. Desta forma, quando o utilizador secundário se encontra no modo ativo e realiza a análise habitual ao espectro, este fica condicionado a duas ações:

- **Transmitir** caso o espectro não se encontre ocupado por um utilizador primário;
- Após detetar a presença de um utilizador primário, pode ainda **realizar recolha de energia**.

A seleção do modo de funcionamento depende das necessidades de transmissão de cada nó, portanto os métodos tradicionais de análise e acesso ao espectro podem não ser suficientes para estas “novas redes”.

Um aspeto muito importante a definir é a duração do processo de análise do espectro, que se torna mais crítico quando o nó cognitivo realiza recolha de energia. Se esta duração for muito elevada aumentamos a probabilidade de deteção do estado do canal e consequentemente diminuimos a interferência provocada nos utilizadores primários, mas por outro lado, consumimos mais energia e diminuimos a hipótese do utilizador secundário aceder ao espectro, quer para recolha de energia quer para transmitir. Como tal é necessário escolher uma duração ótima que tenha em consideração a quantidade de energia armazenada no nó e a eficiência da rede. Outro aspeto importante é a gestão de energia, que é essencial para o correto funcionamento das redes de rádio cognitivo com recolha de energia, uma vez que a energia existente no início de cada *slot* é dividida entre as fases de análise de espectro e de transmissão. Em [36] é proposto um mecanismo que permite que um nó otimize a energia despendida para análise do espectro e transmissão tendo sempre em consideração a eficiência da rede. Em [42] é proposto que a gestão de energia seja realizada utilizando informação estatística sobre a taxa de chegada de energia ou sobre o estado do canal (CSI-Channel State Information), quando esta informação está disponível.

2.4.1.2 Acesso ao espectro – Protocolos MAC

Nas redes cognitivas convencionais os protocolos MAC para acesso ao espectro são projetados com o objetivo de maximizar a taxa de transferência dos utilizadores secundários enquanto protegem os utilizadores primários de eventuais interferências (colisões), além de fornecer uma partilha justa e eficiente do espectro entre os utilizadores secundários. Para as redes cognitivas com recolha de energia surgem dois tipos de protocolos MAC que permitem um desempenho semelhante [23]:

- **Fixed Spectrum Access (Acesso fixo ao espectro):** Neste tipo de protocolo os recursos rádio (*time slots* e canais ou subportadoras) são alocados estaticamente aos utilizadores (utilizando técnicas como TDMA ou OFDMA). Dada a quantidade de energia disponível num nó, os recursos rádio devem ser alocados de forma ótima entre os vários utilizadores secundários;
- **Random Spectrum Access (Acesso aleatório ao espectro):** Neste tipo de protocolos (ex: ALOHA ou CSMA/CA), os utilizadores secundários realizam contenção pelos recursos de rádio para transmissão de dados. Tal como nas redes cognitivas convencionais, o grande problema destes protocolos é a possível existência de colisões, que se torna mais complicado com introdução da técnica de recolha de energia. Primeiro um nó secundário tem que tomar a decisão se realiza recolha de energia

ou apenas aguarda para poder transmitir. Em segundo lugar um mecanismo de contenção pode ser implementado para melhorar o problema das colisões. A decisão a tomar está relacionada não só com a quantidade de energia armazenada no nó mas também com a quantidade de energia que está disponível para ser recolhida.

2.4.1.3 Seleção do Canal

Como já foi referido, nas redes cognitivas com recolha de energia passa a ser necessário detetar tanto canais livres como canais ocupados. Por exemplo se os níveis de energia de um utilizador secundário são baixos este tende a seleccionar um canal ocupado de forma a recolher energia. Em [14] é estudado um mecanismo de seleção do canal que maximiza a eficiência espectral de um utilizador secundário. Este método faz uso da informação sobre a ocupação do espectro por parte dos utilizadores primários, sobre o estado do canal e ainda sobre a dependência energética dos utilizadores secundários para aceder ao espectro (algo que nem sempre é possível obter). Em [23] é projetada uma política de mapeamento de canais em função do “estado” do utilizador secundário, isto é, número de pacotes em espera e a quantidade de energia armazenada. Esta atribuição é realizada antes de se realizar efetivamente a análise do canal, logo baseia-se nas probabilidades de sucesso de transmissão quando o canal está livre e de recolha de energia com sucesso quando o canal está ocupado.

POTÊNCIA RECEBIDA

Neste capítulo é apresentado um modelo que caracteriza a potência recebida por um nó de uma rede de rádio cognitivo a partir de estações base ou de outros emissores de ondas eletromagnéticas localizados na sua vizinhança. Os efeitos de propagação são de extrema importância nesta etapa e portanto no modelo projetado são considerados os efeitos de perdas de propagação, desvanecimento lento e desvanecimento rápido. Primeiro apresenta-se uma descrição do sistema considerado, bem como do modelo proposto. Por fim são apresentados alguns resultados que permitem validar o modelo.

3.1 Descrição do Sistema

Neste projeto consideramos que todos os nós estão estáticos, isto é, o nó que recolhe energia (N_H) e os nós emissores (fontes dedicadas) não se movem ao longo do tempo. O cenário considerado encontra-se apresentado na figura 3.1. Um nó fixo central (N_H) recolhe energia transmitida dos n emissores hipotéticos localizados na zona de recolha de energia que se pretende modelar, isto é, dos emissores localizados nos anéis limitados por R_i^l e R_o^L . O modelo adota L anéis centrados em N_H , sendo o anel $l \in \{1, \dots, L\}$ caracterizado pelo raio interior R_i^l e exterior R_o^l . Considera-se que os emissores acedem ao canal com probabilidade τ .

3.1.1 Distribuição Espacial dos nós

No cenário ilustrado na figura 3.1, o nó N_H acumula energia dos emissores que poderão estar localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$. A área A pode ser obtida dividindo o anel num número infinito de anéis com largura infinitesimal d_χ e área $2\pi\chi d_\chi$ e depois integrando de $\chi = R_i^1$ até $\chi = R_o^L$, logo $A = \int_{R_i^1}^{R_o^L} 2\pi\chi d_\chi$. Utilizando o somatório de Riemann,

A pode ser aproximada pela soma da área de um número finito de anéis (L) com largura ρ (3.1), ou seja,

$$A \approx \sum_{l=1}^L A_l, \quad (3.1)$$

onde $A_l = \pi((R_o^l)^2 - (R_i^l)^2)$ representa a área do anel l . $R_o^l = (R_i^1 + l\rho)$ e $R_i^l = (R_i^1 + (l-1)\rho)$ representam o raio dos círculos externo e interno do anel l , respetivamente.

O número de emissores localizados num anel específico $l \in \{1, \dots, L\}$, representado pela variável aleatória X_l , é aproximado por um processo de Poisson, onde para um domínio finito a sua função de densidade de probabilidade é dada por [31]

$$P(X_l = k) = \frac{\frac{(\beta_l A_l \tau)^k}{k!} e^{-\beta_l A_l \tau}}{\sum_{i=0}^n \frac{(\beta_l A_l \tau)^i}{i!} e^{-\beta_l A_l \tau}}, k = 0, 1, \dots, n, \quad (3.2)$$

onde β_l representa a densidade espacial dos nós a transmitir dentro do anel e n é o número total de nós emissores.

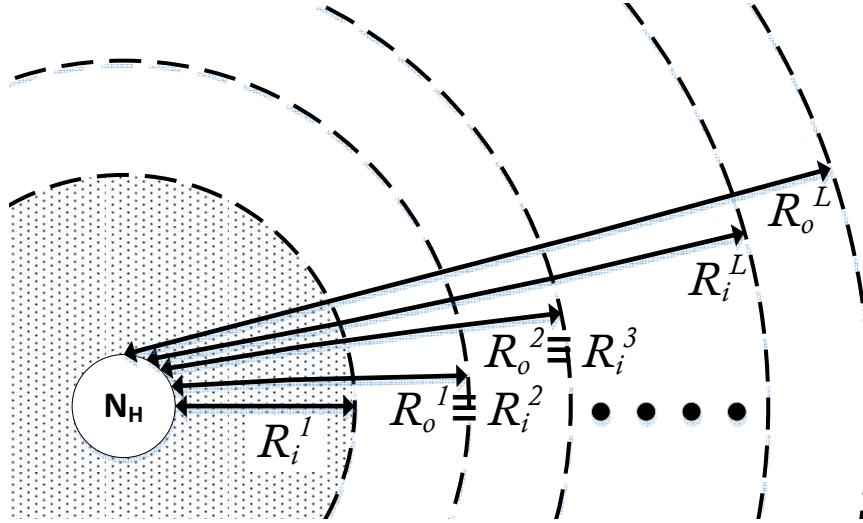


Figura 3.1: O nó N_H recolhe energia eletromagnética dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$.

3.1.2 Características de Propagação

Considera-se que a potência I_i recebida pelo nó N_H a partir do emissor i é dada por

$$I_i = P_{Tx} \psi_i r_l^{-\alpha}, \quad (3.3)$$

onde P_{Tx} é a potencia de transmissão do i -ésimo nó, ψ_i é um valor instantâneo do ganho de desvanecimento lento e rápido observados no canal entre o recetor (N_H) e o nó emissor i ,

r_l representa a distância entre o i -ésimo nó e o recetor (N_H). α representa o coeficiente de perdas de propagação. Os valores r_l e ψ_i representam valores instantâneos das variáveis aleatórias R_l e Ψ_i .

A função densidade de probabilidade de R_l pode ser escrita como o rácio entre o perímetro do círculo com raio x e a área total A_l sendo representada da seguinte forma

$$f_{R_l}(x) = \begin{cases} \frac{2\pi x}{A_l} & R_i^l < x < R_o^l \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.4)$$

Para caracterizar a distribuição de Ψ_i é necessário considerar os efeitos de desvanecimento rápido e de desvanecimento lento. É assumido que a amplitude do efeito de desvanecimento rápido se comporta de acordo com uma distribuição de Rayleigh, representada por

$$f_{\zeta}(x) = \frac{x}{\sigma_{\zeta}^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_{\zeta}^2}}, \quad (3.5)$$

em que x é a amplitude do sinal recebido e $2\sigma_{\zeta}^2$ é a potência média do sinal recebido através de múltiplos caminhos. Utiliza-se $2\sigma_{\zeta}^2 = 1$ para considerar o caso de potência normalizada. Em relação ao efeito de desvanecimento lento, assumimos que segue uma distribuição Lognormal,

$$f_{\xi}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\xi}x} e^{-\frac{(\ln(x)-\mu)^2}{2\sigma_{\xi}^2}}, \quad (3.6)$$

onde σ_{ξ} é o desvio padrão. Geralmente o desvio padrão é representado em decibéis e é dado por $\sigma_{\xi dB} = 10\sigma_{\xi}/\ln(10)$. Quando $\sigma_{\xi} \rightarrow 0$ não existe qualquer efeito de desvanecimento lento. Quando é necessário realizar análises posteriores (3.6) torna-se inconveniente, pois a função geradora de momentos (MGF) da Lognormal não está definida em todo o domínio. Consequentemente, em [1] é descrito que a distribuição log-normal pode ser aproximada por uma distribuição gama definida por

$$f_{\xi}(x) \approx \frac{1}{\Gamma(\vartheta)} \left(\frac{\vartheta}{\omega_s} \right)^{\vartheta} x^{\vartheta-1} e^{-x \frac{\vartheta}{\omega_s}}, \quad (3.7)$$

onde ϑ é igual a $\frac{1}{e^{\sigma_{\xi}^2} - 1}$ e ω_s é igual a $e^{\mu} \sqrt{\frac{\vartheta+1}{\vartheta}}$. $\Gamma(\cdot)$ representa a função Gama. Desta forma a função densidade de probabilidade de Ψ_i é representada por

$$f_{\Psi_i}(x) \approx f_{\zeta^2}(x) \cdot f_{\xi}(x) \approx \frac{2}{\Gamma(\vartheta)} \left(\frac{\vartheta}{\omega_s} \right)^{\frac{\vartheta+1}{2}} x^{\frac{\vartheta-1}{2}} K_{\vartheta-1} \left(\sqrt{\frac{4\vartheta x}{\omega_s}} \right), \quad (3.8)$$

que corresponde à distribuição K generalizada. $K_{\vartheta-1}(\cdot)$ representa a função de Bessel modificada do 2º tipo.

Devido às dificuldades analíticas relacionadas com a distribuição K Generalizada, é conveniente adotar uma aproximação da função densidade de probabilidade apresentada

em (3.8). Em [4] é apresentada uma aproximação da distribuição K Generalizada utilizando o método da correspondência dos momentos para determinar os parâmetros de uma distribuição Gamma aproximada. Este método [4], mostra que os parâmetros *scale* (θ_ψ) e *shape* (k_ψ) da distribuição Gamma que aproxima a distribuição K Generalizada são dados por:

$$\theta_\psi = \left(\frac{2(\vartheta + 1)}{\vartheta} - 1 \right) \omega_s \quad (3.9)$$

e

$$k_\psi = \frac{1}{\frac{2(\vartheta+1)}{\vartheta} - 1}, \quad (3.10)$$

respetivamente.

3.2 Caracterização da Potência Agregada

Nesta secção pretende caracterizar-se a potência total recebida pelo nó central, N_H considerando o sistema apresentado na secção 3.1.

3.2.1 Potência recebida devido a emissores localizados no anel l

A quantidade de potência recebida pelo nó N_H localizado no centro do anel l é dada por

$$I = \sum_{i=1}^{n_l} I_i, \quad (3.11)$$

onde I_i é a potência recebida do i -ésimo emissor e n_l é o número total de nós emissores localizados no anel l .

Assumindo que $M_I^i(s)$ representa a função geradora de momentos (MGF) do i -ésimo emissor localizado no interior no anel l ($i = 1, \dots, n_l$), dada por

$$M_I^i(s) = E_{I_i}[e^{sI_i}] = E_{\Psi_i}[E_{R_l}[e^{sI_i}]], \quad (3.12)$$

utilizando a função densidade de probabilidade (PDF) dada em (3.4) e as PDFs do efeito de desvanecimento rápido e desvanecimento lento apresentadas em (3.8), a MGF da potência recebida pelo nó N_H do i -ésimo emissor (3.12) é dada por

$$M_I^i(s) = \int_0^{+\infty} \int_{R_i^l}^{R_o^l} e^{sI_i} f_{R_l}(r_l) f_{\Psi_i}(\psi_i) dr_l d\psi_i. \quad (3.13)$$

Utilizando (3.3), (3.9), (3.10) e (3.4), (3.13) pode ser simplificada a

$$M_I^i(s) = \frac{2\pi}{A_l(2 + k_\psi\alpha)(P_{Tx}\theta_\psi s)^{k_\psi}} \cdot \left((R_o^l)^{2+k_\psi\alpha} \rho(R_o^l) - (R_i^l)^{2+k_\psi\alpha} \rho(R_i^l) \right), \quad (3.14)$$

onde $\rho(x) = {}_2F_1\left(k_\psi, k_\psi + \frac{2}{\alpha}, 1 + k_\psi + \frac{2}{\alpha}, -\frac{x^\alpha}{P_{Tx}\theta_\psi s}\right)$ e ${}_2F_1$ representa a função Hipergeométrica de Gauss [2].

Pelo facto da potência individual recebida I_i ser independente e identicamente distribuída quando comparada com outros emissores, a PDF da potência agregada I dado um total de k emissores ativos é a convolução das PDFs de cada I_i . Desta forma, a MGF de I é dada por

$$M_{I/k}(s) = M_I^1(s) \times M_I^2(s) \times \dots \times M_I^k(s) = \left(M_I^i(s)\right)^k. \quad (3.15)$$

Utilizando a lei da probabilidade total, a PDF da potência I pode ser escrita como

$$f_I(j) = \sum_{k=0}^n f_I(j|X_I = k)P(X_I = k), \quad (3.16)$$

conduzindo para a MGF da potência agregada, I , que pode ser escrita como

$$\begin{aligned} E[e^{sI}] &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{sj} f_I(j) dj = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{sj} \left[\sum_{k=0}^n f_I(j|X_I = k)P(X_I = k) \right] dj = \\ &= \sum_{k=0}^n P(X_I = k) \int_{-\infty}^{+\infty} e^{sj} f_I(j|X_I = k) dj = \sum_{k=0}^n P(X_I = k) M_{I/k}(s). \end{aligned} \quad (3.17)$$

Utilizando (3.15), a MGF de I é dada pela seguinte expressão

$$E[e^{sI}] = \sum_{k=0}^n P(X_I = k) (M_I^i(s))^k = \sum_{k=0}^n P(X_I = k) e^{k \ln(M_I^i(s))}. \quad (3.18)$$

Utilizando a MGF da distribuição de Poisson (3.17), a MGF de I é finalmente dada por

$$E[e^{sI}] = e^{\beta_l A_l \tau (M_I^i(s) - 1)}. \quad (3.19)$$

As estatísticas de primeira e segunda ordem da potência agregada recebida por N_H proveniente dos emissores localizados dentro da anel l são uma ferramenta muito importante. $E[I]$, o valor esperado da potência agregada, pode ser determinado utilizando a Lei do Valor Esperado Total, ou seja

$$\begin{aligned} E[I] &= E\left[E[I|X_I]\right] = E\left[X_I E[I_i]\right] = E[X_I] E[I_i] = \tau \beta_l A_l \frac{\partial M_I^i(0)}{\partial s} \\ &= 2\pi \beta_l \tau P_{Tx} \sqrt{e^{\sigma_\xi^2}} \left(\frac{(R_o^l)^{2-\alpha} - (R_i^l)^{2-\alpha}}{2-\alpha} \right). \end{aligned} \quad (3.20)$$

Utilizando de forma semelhante da Lei da Variância Total, a variância de potência agregada pode ser descrita como

$$\begin{aligned} \text{Var}[I] &= E\left[\text{Var}\left[I|X_I\right] + \text{Var}\left[E[I|X_I]\right]\right] = E\left[X_I \text{Var}\left[I_i\right] + \text{Var}\left[X_I E[I_i]\right]\right] \\ &= \text{Var}[I_i] E[X_I] + E[I_i]^2 \text{Var}[X_I]. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Como X_l é dada por uma distribuição de Poisson (com média $\beta_l A_l$), a variância da potência agregada é dada por

$$\text{Var}[I] = \beta_l A_l \tau \frac{\partial^2 M_l^i(0)}{\partial s^2} = \pi \beta_l \tau P_{Tx}^2 k_\psi \theta_\psi^2 (1 + k_\psi) \left(\frac{(R_o^l)^{2-2\alpha} - (R_i^l)^{2-2\alpha}}{1 - \alpha} \right). \quad (3.22)$$

O primeiro e o segundo momentos podem ser combinados com os respectivos momentos de uma dada distribuição de forma a obter uma aproximação da potência acumulada. Como apresentado em [10], a potência agregada considerando os efeitos de perdas de propagação, desvanecimento rápido e desvanecimento lento pode ser aproximada por uma distribuição Gama. Consequentemente, os parâmetros *shape* e *scale* da distribuição Gama, representados por k_l e θ_l são dados por

$$k_l = E[I]^2 / \text{Var}[I] \quad (3.23)$$

e

$$\theta_l = \text{Var}[I] / E[I]. \quad (3.24)$$

3.2.2 Recepção de Potência devido a emissores localizados no anel L

Como apresentado na subsecção anterior, a potência I recebida por N_H devido aos emissores localizados no l -ésimo anel é aproximada por uma distribuição gama, com MGF

$$M_l^l(s) = (1 - \theta_l s)^{-k_l}. \quad (3.25)$$

Como o anel com espessura $R_o^L - R_i^1$ onde os emissores se encontram pode ser expresso como a soma de L anéis com largura ρ , a MGF da potência agregada recebida dos emissores localizados dentro da coroa L é dada por

$$M_{I_{agg}}(s) = \prod_{l=1}^L (1 - \theta_l s)^{-k_l}. \quad (3.26)$$

Finalmente o valor esperado da interferência agregada pode ser calculado através de

$$E[I_{agg}] = \frac{\partial M_{I_{agg}}(0)}{\partial s}. \quad (3.27)$$

3.2.3 Distribuição da Potência Agregada

A potência agregada pode ser indicada como o somatório de L potências individuais transmitidas pelos nós localizados no interior de cada anel. Expressões para a PDF e CDF (*Comulative distribution function*) da soma das L variáveis aleatórias gama independentes foram inicialmente derivadas por Mathai em [27]. Em [29] foram simplificadas com o objetivo de serem determinadas de forma mais eficiente. Consideram-se $\{Z_l\}_{l=1}^L$ variáveis gama independentes mas não necessariamente identicamente distribuídas com

parâmetros k_l (*shape*) e θ_l (*scale*). A PDF da potência agregada é escrita da seguinte forma $I_{agg} = \sum_{l=1}^L Z_l$, que pode ser aproximada por [29]

$$f_{I_{agg}}(x) \approx \prod_{l=1}^L \left(\frac{\theta_l}{\theta_1} \right)^{k_l} \sum_{w=0}^{+\infty} \frac{\delta_w x^{(\sum_{l=1}^L k_l + w - 1)} \exp\left(-\frac{x}{\theta_1}\right)}{\theta_1^{\sum_{l=1}^L k_l + w} \Gamma\left(\sum_{l=1}^L k_l + w\right)},$$

onde os coeficientes $\theta_1 = \min_l \{\theta_l\}$, δ_w são determinados de forma recursiva,

$$\delta_{w+1} = \frac{1}{w+1} \sum_{i=1}^{w+1} \left[\sum_{l=1}^L k_l \left(1 - \frac{\theta_l}{\theta_1} \right)^i \right] \delta_{w+1-i},$$

e $\delta_0 = 1$. $\Gamma(\cdot)$ é a função gama.

Finalmente, a CDF de I_{agg} , $F_{I_{agg}}(x) = \int_{-\infty}^x f_{I_{agg}}(z) dz$, é dada por [29]

$$F_{I_{agg}}(x) \approx \prod_{l=1}^L \left(\frac{\theta_l}{\theta_1} \right)^{k_l} \sum_{w=0}^{\infty} \frac{\delta_w}{\theta_1^{\sum_{l=1}^L k_l + w} \Gamma\left(\sum_{l=1}^L k_l + w\right)} \times \int_0^x \frac{z^{\sum_{l=1}^L k_l + w - 1} \exp\left(-\frac{z}{\theta_1}\right)}{\Gamma\left(\sum_{l=1}^L k_l + w\right)} dz. \quad (3.28)$$

Nesta dissertação o método de computação de $f_{I_{agg}}$ foi melhorado. Utilizando a ferramenta *fft* (*Fast Fourier Transform*) do MATLAB, o método proposto é computacionalmente mais eficiente e apresenta um intervalo de erro inferior ao método anterior [29], cujo erro é quantificado no artigo e depende múltiplas variáveis.

A função característica de uma variável aleatória X_n é dada por

$$\varphi_{X_n}(t) = E[e^{itX_n}]. \quad (3.29)$$

A função característica de uma variável aleatória X , correspondente à soma de L variáveis aleatórias independentes, $X = X_1 + X_2 + \dots + X_L$, é dada por

$$\varphi_X(t) = E[e^{it(X_1 + X_2 + \dots + X_L)}] = E[e^{itX_1} e^{itX_2} \dots e^{itX_L}] = \varphi_{X_1}(t) \varphi_{X_2}(t) \dots \varphi_{X_L}(t). \quad (3.30)$$

Como a função característica de uma distribuição gama com parâmetros θ (*scale*) e k (*shape*) é dada por:

$$(1 - \theta it)^k, \quad (3.31)$$

através de (3.30) e (3.31) a função característica da potência agregada é dada por

$$\varphi_{I_{agg}}(t) = \prod_{l=1}^L (1 - \theta_l it)^{k_l}. \quad (3.32)$$

Através da função característica da potência agregada (3.32) é possível obter a PDF da mesma recorrendo à transformada inversa de Fourier, ou seja

$$f_{I_{agg}}(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-itx} \varphi_{I_{agg}}(t) dt. \quad (3.33)$$

3.3 Estimação da potência

Nesta secção assume-se que a potência agregada (I_{agg}) pode ser aproximada por uma distribuição (GEV - *Generalized Extreme Value*) tal como demonstrado nesta dissertação na subsecção 3.4.4. Este pressuposto é baseado em múltiplos conjuntos de dados obtidos através de simulação, utilizados em diferentes testes de *fitting* onde se identificou qual a distribuição teórica que melhor aproxima a distribuição empírica da amostra de dados. Os resultados apresentados na subsecção 3.4.4 validam este pressuposto e demonstram a precisão da aproximação.

A PDF da distribuição GEV é representada por

$$f(x; \sigma, \gamma, \mu) = \frac{1}{\sigma} t(x)^{\gamma+1} e^{-t(x)}, \quad (3.34)$$

onde

$$t(x) = \begin{cases} \left(1 + \gamma \frac{x-\mu}{\sigma}\right)^{-1/\gamma}, & \gamma \neq 0 \\ e^{-(x-\mu)/\sigma}, & \gamma = 0 \end{cases} \quad (3.35)$$

Com o objetivo de estimar a potência agregada em tempo real introduzem-se de seguida dois estimadores, MLE (*Maximum Log-likelihood estimator*) e PWM (*Probability Weighted Moments*). Os elementos de um conjunto de amostras de potência são representados por $\chi = \{X_1, X_2, \dots, X_m\}$ onde X_1, X_2, \dots, X_m são amostras de potência recebidas pelo nó N_H . O conjunto de amostras ordenado é representado por $\chi_s = \{X_{1,m}, X_{2,m}, \dots, X_{m,m}\}$ onde $X_{1,m} \leq \dots \leq X_{m,m}$.

1. Estimador MLE: a função *log-likelihood* para um conjunto de amostras $\chi = \{X_1, X_2, \dots, X_m\}$ de variáveis aleatórias GEV independentes e identicamente distribuídas (i.i.d) é dada por

$$\log L(\sigma, \gamma, \mu) = -m \log \sigma - \left(\frac{1}{\gamma} + 1\right) \sum_{i=1}^m \log \left(1 + \gamma \frac{X_i - \mu}{\sigma}\right) - \sum_{i=1}^m \log \left(1 + \gamma \frac{X_i - \mu}{\sigma}\right)^{-1/\gamma}, \quad (3.36)$$

em que $1 + \gamma \frac{X_i + \mu}{\sigma} > 0$. O estimador MLE ($\hat{\sigma}, \hat{\gamma}, \hat{\mu}$) de (σ, γ, μ) é obtido maximizando (3.36).

2. Estimador PWM: como descrito em [9], o PWM de uma variável aleatória X com função de distribuição $F(X) = P(X \leq x)$ são as quantidades

$$M_{p,r,s} = E[X^p (F(X))^r (1 - F(X))^s], \quad (3.37)$$

para valores reais p, r e s . Para a distribuição GEV, [12] mostra que $E[X(FX)^r]$ pode ser escrito da seguinte forma

$$M_{1,r,0} = \frac{1}{r+1} \left\{ \mu - \frac{\sigma}{\gamma} [1 - (r+1)^\gamma \Gamma(1-\gamma)] \right\}, \quad (3.38)$$

com $\gamma < 1$ e $\gamma \neq 0$. Os estimadores PWM ($\hat{\sigma}, \hat{\gamma}, \hat{\mu}$) dos parâmetros GEV (σ, γ, μ) são a solução do seguinte sistema de equações

$$\begin{cases} M_{1,0,0} = \mu - \frac{\sigma}{\gamma}(1 - \Gamma(1 - \gamma)) \\ 2M_{1,1,0} - M_{1,0,0} = \frac{\sigma}{\gamma}\Gamma(1 - \gamma)(2^\gamma - 1), \\ \frac{3M_{1,2,0} - M_{1,0,0}}{2M_{1,1,0} - M_{1,0,0}} = \frac{3^\gamma - 1}{2^\gamma - 1} \end{cases} \quad (3.39)$$

em que $\hat{M}_{1,r,0}$ pode ser substituído pelo estimador imparcial proposto em [20]

$$\hat{M}_{1,r,0} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \left(\prod_{l=1}^r \frac{j-l}{m-l} \right) X_{j,m}. \quad (3.40)$$

3.4 Validação e Resultados

Para realizar a validação da distribuição da potência agregada (3.33) são apresentados diversos resultados comparativos entre dados provenientes do modelo e de simulação. Primeiro é descrito como são obtidos os dados simulados e depois realiza-se a validação e análise do modelo projetado. O software utilizado em todo o projeto foi o *MATLAB*.

3.4.1 Simulações

3.4.1.1 Área de simulação e distribuição espacial dos nós

A área de simulação considerada possui dimensões $X_{max} \times Y_{max}$, na qual se define o anel de área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$. O nó que recolhe energia encontra-se no centro da área de simulação, na posição $\left\{\frac{X_{max}}{2}, \frac{Y_{max}}{2}\right\}$. O número de nós emissores localizados num anel segue uma distribuição de *poisson* (3.2). Desta forma começamos por definir o número médio de nós (λ) desejado em toda a área de simulação e recorreremos à função *poissrnd* que nos devolve em função de λ o número de fontes (*nr_fontes*) dedicadas existentes na área $X_{max} \times Y_{max}$:

$$nr_fontes = poissrnd(\lambda), \quad (3.41)$$

Por fim distribuímos estes nós uniformemente por toda a área de simulação. Através da função *rand*, geramos dois vetores de números aleatórios uniformemente distribuídos entre 0 e 1, um para definir a posição X e outro para a posição Y das posições de todos os nós emissores. Estes vetores possuem dimensão igual a *nr_fontes*, um é multiplicado por X_{max} (3.42) e outro por Y_{max} (3.43).

$$X_{pos} = rand(1, nr_fontes) \times X_{max} \quad (3.42)$$

$$Y_{pos} = rand(1, nr_fontes) \times Y_{max} \quad (3.43)$$

Por exemplo, a posição do i -ésimo nó transmissor é dada por

$$Pos_{\{X,Y\}}(i) = \begin{cases} X = X_{pos}(i) \\ Y = Y_{pos}(i) \end{cases}. \quad (3.44)$$

Através deste método utilizado para definir as posições dos nós transmissores garantimos que o número dos mesmos segue uma distribuição de *poisson* em cada coroa (3.41). Adicionalmente e devido à utilização da distribuição uniforme qualquer coroa possui a mesma densidade de nós β_l , dada por

$$\beta_l = \frac{nr_fontes}{X_{max} \times Y_{max}}. \quad (3.45)$$

Por fim o acesso ao meio por parte das fontes dedicadas ocorre com probabilidade τ . Este comportamento é simulado recorrendo novamente à função *rand*. Gera-se um vetor de números aleatórios compreendidos entre 0 e 1 com dimensão igual a *nr_fontes*, ou seja

$$acesso = rand(1, nr_fontes). \quad (3.46)$$

Para que o i -ésimo nó transmissor, localizado em $Pos_{\{X,Y\}}(i)$, aceda ao meio tem que se verificar: $acesso(i) \leq \tau$.

3.4.1.2 Cálculo da Potência Recebida pelo nó N_H

Como já foi referido, o nó N_H encontra-se no centro da área de simulação. Para determinar a potência recebida por este nó proveniente das fontes dedicadas recorre-se às equações (3.3) e (3.11). Analisando primeiro a equação (3.3), a potência de transmissão P_{Tx} e o coeficiente de perdas de propagação α são constantes ao longo da simulação. O valor de r_l (distância entre o i -ésimo emissor e o recetor) é determinado recorrendo à posição do nó N_H e às posições dos nós emissores (fontes dedicadas) definidas na subsecção 3.4.1.1, ou seja,

$$r_l = \sqrt{(X_{NH} - X_E)^2 + (Y_{NH} - Y_E)^2} \quad (3.47)$$

considerando $\{X_E, Y_E\} = Pos_{\{X,Y\}}(i)$.

O valor instantâneo do ganho de desvanecimento lento e rápido (Ψ_i) observados no canal entre o recetor e o i -ésimo nó emissor é obtido gerando um número aleatório através da distribuição gama utilizando a função *gamrnd*. Os parâmetros desta função são θ_ψ (3.9) e k_ψ (3.10), que possuem um valor constante ao longo de toda a simulação

$$\Psi_i = gamrnd(k_\psi, \theta_\psi). \quad (3.48)$$

Temos agora todos os dados disponíveis para determinar a potência agregada recebida pelo nó central proveniente de todas as fontes dedicadas através de (3.11).

3.4.1.3 Dados Simulados

Em cada simulação efetuada são considerados NP números de conjuntos de posições diferentes. Todo o processo descrito na subsecção 3.4.1.1 é portanto realizado NP vezes. Cada um destes conjuntos de posições é analisado T vezes, e é em cada ciclo de T que se determina a potência agregada tal como descrito na subsecção 3.4.1.2. Neste ciclo variam apenas as condições do canal (Ψ_i). Na simulação é ainda definida a coroa de área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$ de forma a só recolher energia dos nós emissores localizados nesta coroa. T e NP foram parametrizados a 1000 em todos os resultados de simulação apresentados.

3.4.2 Validação da distribuição da potência

Apresentam-se agora alguns resultados. Primeiro pretende-se validar o modelo e depois analisar a influência de determinados parâmetros relacionados com os efeitos de propagação e com o cenário considerado (Ex: densidade de nós emissores), na quantidade de potência recebida pelo nó N_H . O parâmetro τ (probabilidade de acesso ao meio) nos resultados apresentados nas figuras 3.2 e 3.3 é 1.

Na figura 3.2 apresentam-se três CDFs da potência recebida (I_{agg}) pelo nó N_H , em três cenários diferentes. Os resultados provenientes do modelo determinados através da equação (3.33) são apresentados com o marcador '*' e os de simulação com linha contínua. Considera-se a existência de um único anel L e varia-se apenas a largura (ρ) do mesmo nos três cenários. Portanto as três cores, azul, vermelho e verde representam cada uma um cenário em que a largura da coroa é respetivamente $\rho = \{50, 200, 350\}m$. Os parâmetros utilizados para obter estes resultados encontram-se na tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros adotados na simulação da figura 3.2.

ρ	$\{350, 200, 50\}m$	L	1
β_l	1×10^{-4} nós/ m^2	P_{TX}	20 W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB

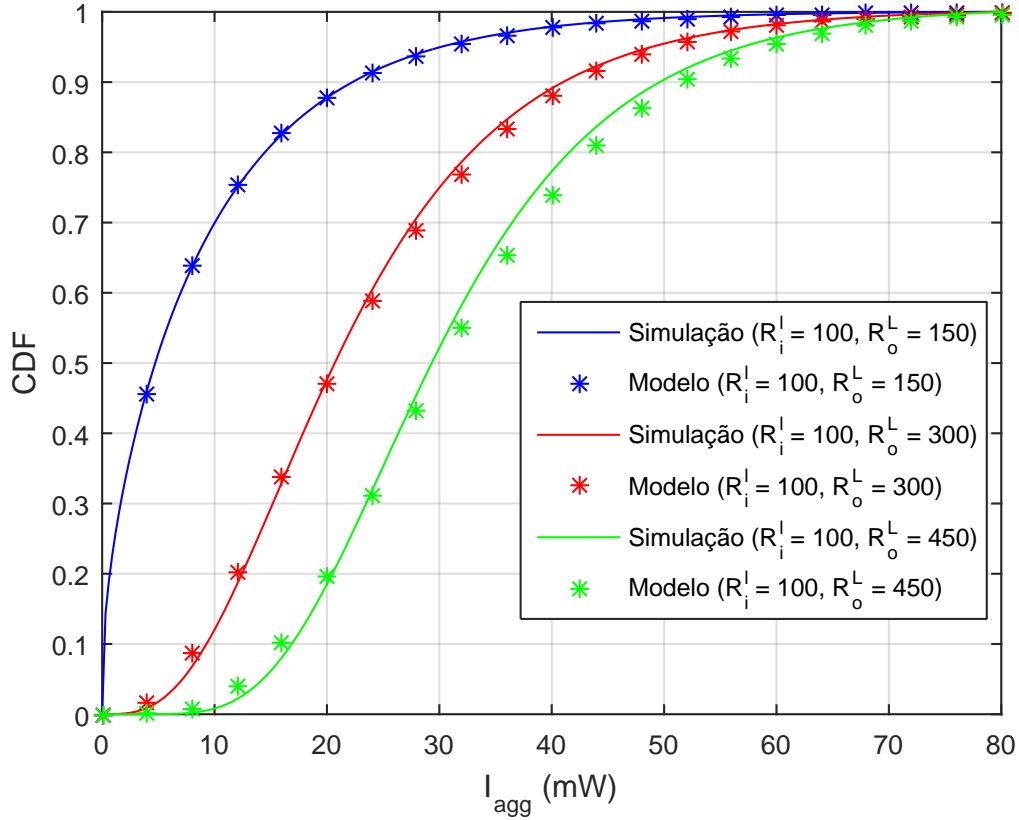


Figura 3.2: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$.

Analisando a figura 3.2 conclui-se que quando a coroa tem uma largura menor (ex: $\rho = 50$ m), o modelo (linha azul contínua) com apenas uma coroa está próximo dos resultados simulados (marcador '*' a azul). No entanto quando estamos na presença de anéis com largura superior, $\rho = \{200, 350\}$ (linhas a vermelho e verde respetivamente) já não se verifica este comportamento. Com o aumento da largura do anel a estudar os resultados do modelo, com $L = 1$, distanciam-se dos simulados. O efeito de perdas de propagação introduzido no modelo, está na causa deste afastamento. No modelo para cada anel utiliza-se (3.4) para caracterizar a PDF de R_l , quanto maior for o valor de x , isto é de ρ , o valor médio que é considerado para R_l afasta-se do real. Portanto quando se utiliza esta aproximação nas equações (3.20) e (3.22) para determinar os parâmetros k_l e θ_l em (3.23) e (3.24) obtêm-se resultados mais afastados dos simulados, surgindo a necessidade de utilizar mais anéis (L) no modelo.

Para quantificar a importância do número de coroas apresenta-se na figura 3.3 a aproximação de quatro CDFs provenientes do modelo (linha azul, roxa, verde e vermelha) a um conjunto de dados simulados (representados com marcador '+' a preto). Os parâmetros utilizados para obter estes resultados encontram-se descritos na tabela 3.2. Os três resultados do modelo apresentados diferem num único fator, o número de coroas

$L = \{2, 4, 40, 100\}$ para as linhas azul, roxa, verde e vermelha respectivamente.

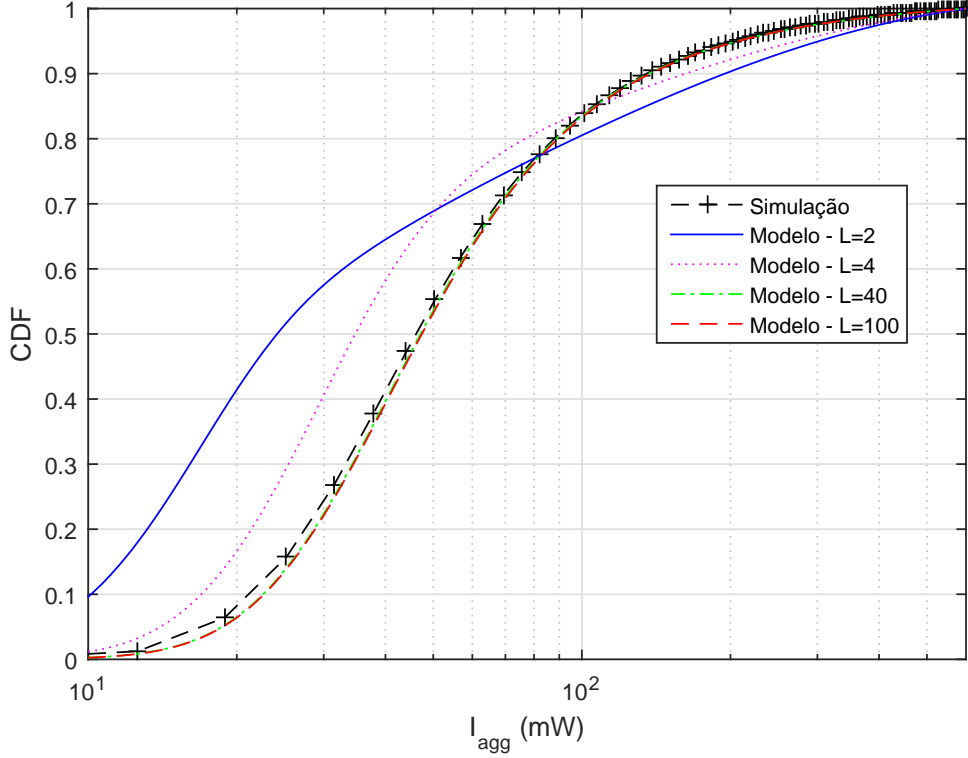


Figura 3.3: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$.

Conclui-se, observando a figura 3.3, que com o aumento do número de coroas os resultados do modelo e da simulação estão cada vez mais próximos entre si. Com $L = 40$ ou $L = 100$ os resultados aproximam-se dos simulados. Adicionalmente não se verifica melhorias significativas quando se utiliza $L = 100$ (linha vermelho) em vez de $L = 40$ (linha verde), em todos os resultados apresentados a partir daqui utiliza-se sempre o segundo valor, pois apresenta menor tempo de computação. Estes resultados permitem concluir o processo de validação do modelo da potência recebida.

Tabela 3.2: Parâmetros adotados na simulação da figura 3.3.

ρ	$\{200, 100, 10\}\text{m}$	R_i^L	10m
L	$\{40, 4, 2\}$	R_o^L	410m
β_l	1×10^{-4} nós/ m^2	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB

3.4.3 Resultados e Análise

Após a validação do modelo pretende-se estudar o impacto de certos parâmetros na capacidade de recolha de energia por parte do nó N_H . A densidade de nós emissores (β_l), a probabilidade dos nós emissores acederem ao meio (τ) e a potência de transmissão (P_{TX}) são exemplos de parâmetros que têm impacto na quantidade de energia eletromagnética recebida. Desta forma, são apresentados diversos resultados e sobre cada um é realizada uma breve análise explicativa. Todos os resultados apresentados nesta secção são provenientes exclusivamente do modelo.

Com o objetivo de analisar o impacto da densidade de nós emissores (β_l) (fontes dedicadas) no processo de recolha de energia, nomeadamente na quantidade de energia que o nó N_H recebe, surgem os resultados apresentados na figura 3.4. Temos novamente quatro CDFs (provenientes do modelo) da potência agregada (I_{agg}) recolhida pelo nó N_H em quatro cenários que diferem na densidade de fontes dedicadas, $\beta_l = \{1, 2, 3, 4\} \times 10^{-4}$ nós/ m^2 . Todos os parâmetros utilizados para obter estes resultados encontram-se descritos na tabela 3.3.

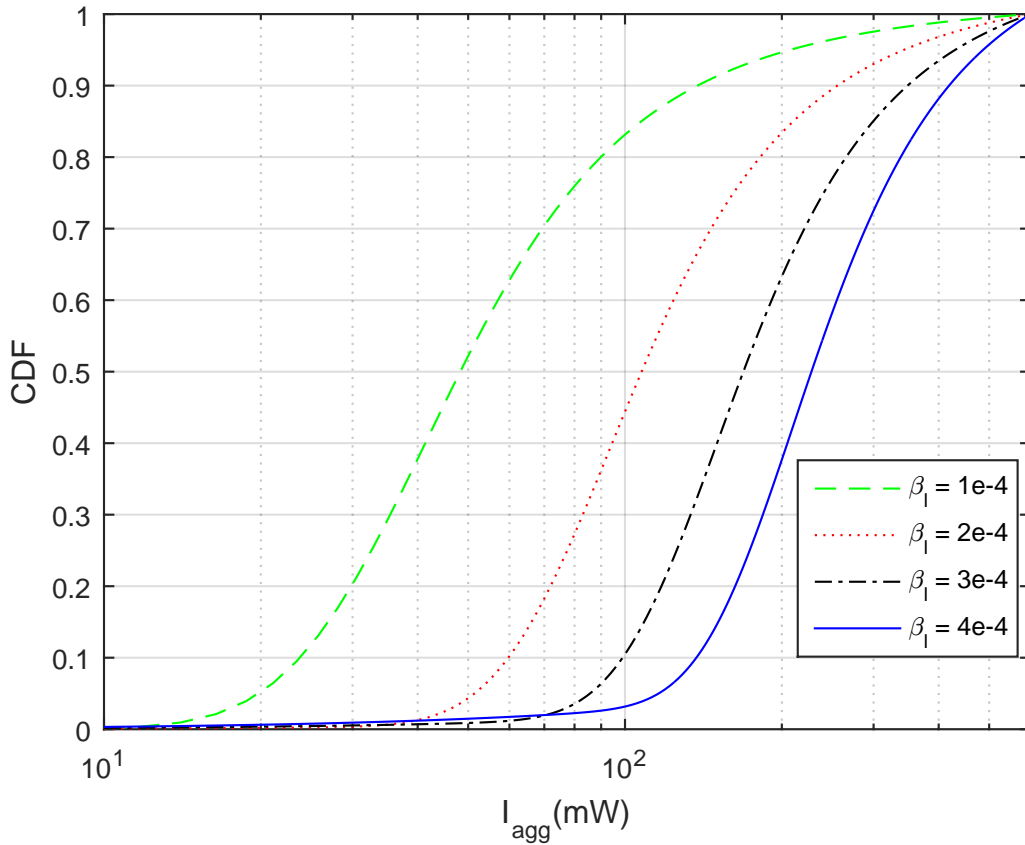


Figura 3.4: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$.

Verifica-se nos resultados apresentados que com o aumento da densidade dos nós emissores a probabilidade de o nó N_H recolher energia é maior. Este resultado já era esperado pois quanto maior for o número de fontes mais energia estará disponível no meio para ser recolhida.

Tabela 3.3: Parâmetros adotados na simulação da figura 3.4.

ρ	10m	R_i^l	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	$\{1, 2, 3, 4\} \times 10^{-4}$ nós/m ²	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
τ	1	–	–

A potência de transmissão (P_{TX}) das fontes dedicadas é também um fator importante no processo de recolha de energia eletromagnética. Na figura 3.5 estão representadas 3 CDFs para três valores de P_{TX} diferentes: $\{10, 20, 40\}$ W a cor verde, azul e vermelho, respetivamente. Todos os parâmetros utilizados encontram-se na tabela 3.4.

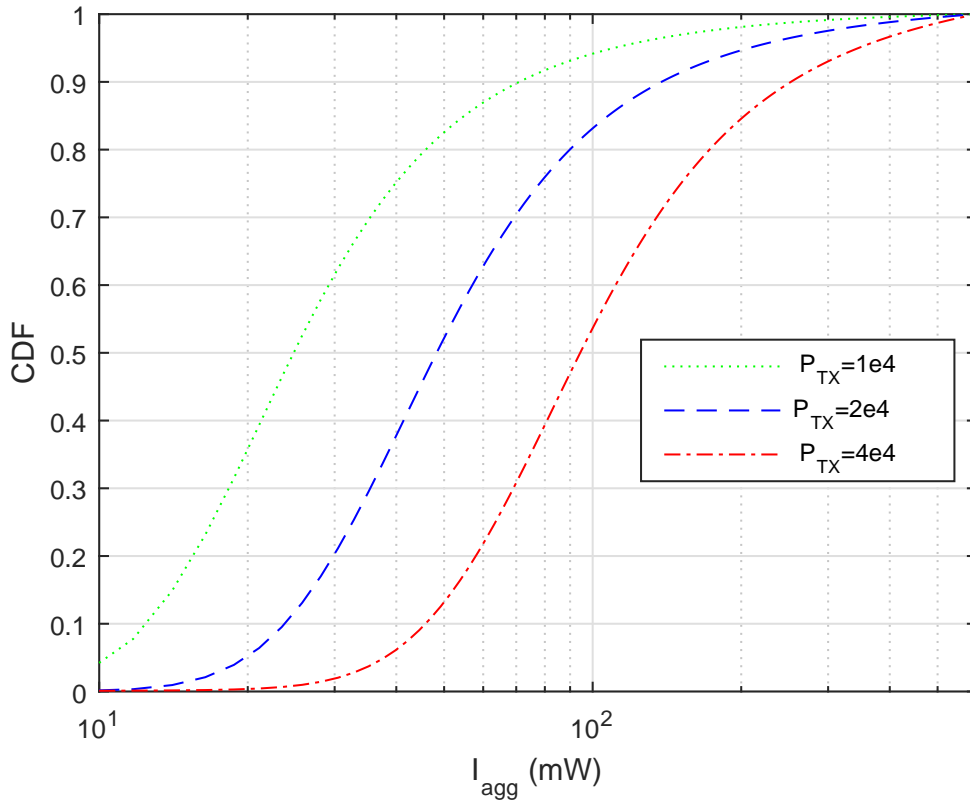


Figura 3.5: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^l)^2)$.

Conclui-se que quanto maior é a potência de transmissão dos nós emissores maior é a probabilidade de o nó N_H receber mais energia, à semelhança do que se verificou com o aumento da densidade de fontes dedicadas.

Tabela 3.4: Parâmetros adotados na simulação da figura 3.5.

ρ	10m	R_i^l	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	1×10^{-4} nodes/m ²	P_{TX}	{10, 20, 40}W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
τ	1	–	–

Com os resultados obtidos nas figuras 3.4 e 3.5 podemos concluir que aumentar a densidade de fontes dedicadas ou a potência de transmissão das fontes favorece a quantidade de energia recolhida pelo nó N_H . Em função de uma maior ou menor necessidade energética podemos recorrer à gestão destes fatores, e a solução (variar o número de fontes, variar a área ou aumentar a potência emitida pela fonte) dependerá apenas das limitações existentes.

Outro fator que influencia a quantidade de energia eletromagnética recolhida pelo nó N_H é a probabilidade de acesso ao meio (τ) por parte dos nós emissores (fontes dedicadas). Na figura 3.6 estão representadas três CDFs da potência agregada recolhida pelo nó N_H para três cenários, com três valores de τ distintos: 0.5, 0.8 e 1, a preto, vermelho e verde, respetivamente. Os parâmetros utilizados para obter estes resultados encontram-se na tabela 3.5.

Conclui-se observando a figura 3.6 que quanto maior for a probabilidade de um nó que fornece energia aceder ao meio (maior valor de τ), maior será a probabilidade de o nó N_H recolher mais energia, à semelhança do que se verifica com o aumento de P_{TX} ou de β_l .

Tabela 3.5: Parâmetros adotados nos resultados da figura 3.6.

ρ	10m	R_i^l	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	1×10^{-4} nodes/m ²	P_{TX}	20 W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
τ	{1, 0.8, 0.5}	–	–

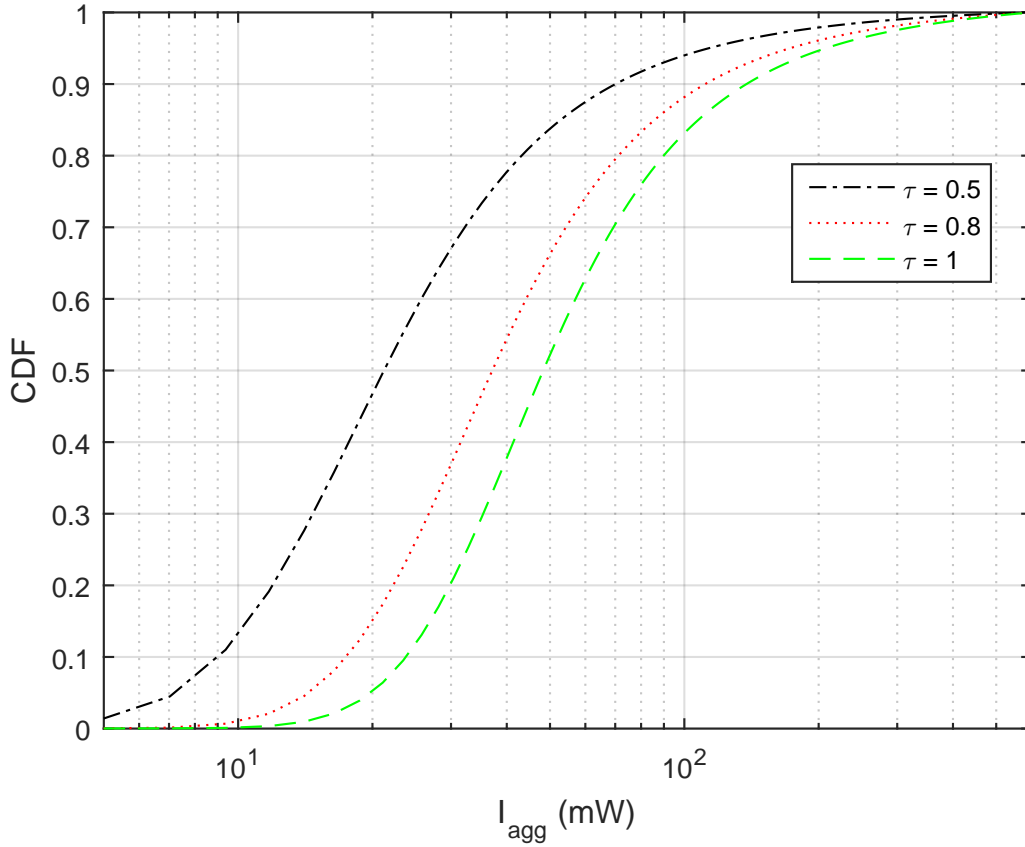


Figura 3.6: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$.

À semelhança dos parâmetros: densidade de nós emissores e a potência de transmissão dos nós emissores, a probabilidade de acesso ao meio destes nós é também um fator que pode ser controlado para colmatar necessidades energéticas.

Para terminar esta secção apresentam-se mais dois conjuntos de resultados, onde se pretende analisar a influência na quantidade de energia recebida pelo nó N_H de dois parâmetros relacionados com os efeitos de propagação, nomeadamente: coeficiente de perdas de propagação - α (figura 3.8) e desvio padrão do desvanecimento lento - $\sigma_{\xi dB}$ (figura 3.7).

Observando a figura 3.7 concluímos que quanto maior é $\sigma_{\xi dB}$ mais energia é recolhida pelo nó N_H . O factor $\sigma_{\xi dB}$ representa o desvio padrão em decibéis da distribuição Lognormal associada ao efeito de desvanecimento lento (3.6). Aumentando a variância da distribuição iremos obter alguns valores com maior incerteza, alguns deles maiores, adicionalmente quando se eleva ao quadrado esta variância no calculo de ϑ em (3.7) o aumento em amplitude é intensificado. Todos os parâmetros utilizados para obter estes resultados encontram-se na tabela 3.6.

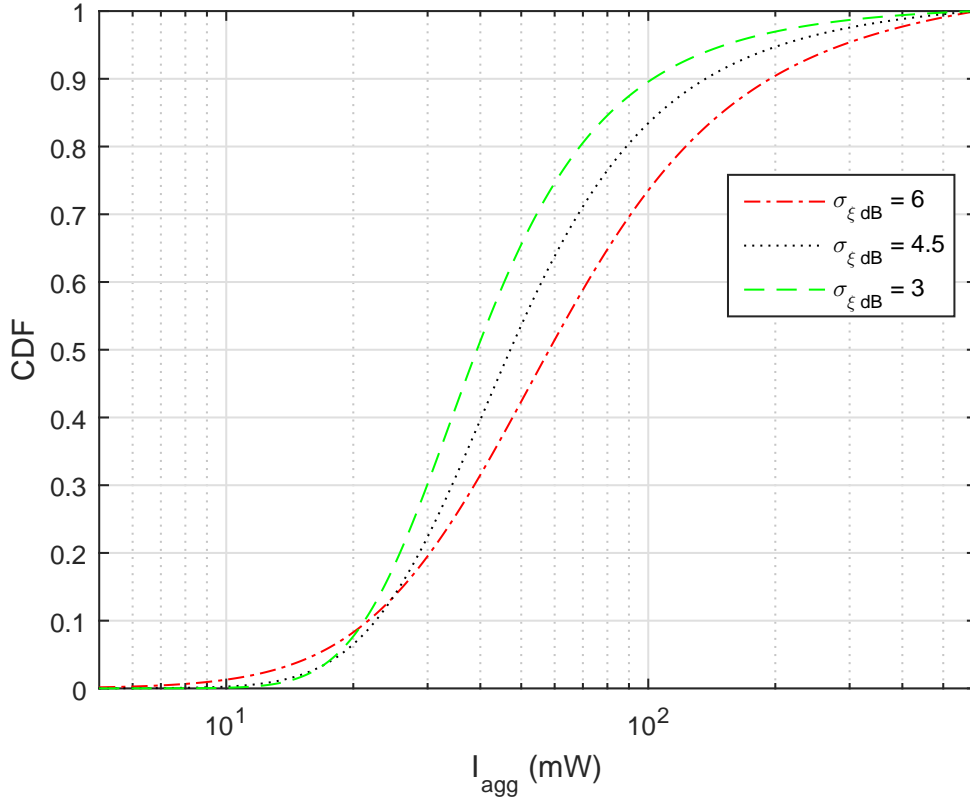


Figura 3.7: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$.

Tabela 3.6: Parâmetros adotados nos resultados da figura 3.7.

ρ	10m	R_i^L	10m
L	40	R_o^L	410m
β_l	1×10^{-4} nodes/m ²	P_{TX}	20 W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	{6,4.5,3} dB
τ	1	—	—

Relativamente à influência do coeficiente de perdas de propagação na figura 3.8 verifica-se que à medida que α aumenta a energia recolhida pelo nó N_H diminui. Na equação (3.3) a distância entre o emissor e o recetor é potenciada a $-\alpha$ e portanto quanto maior α mais peso é dado ao efeito 'distância' entre o emissor e recetor, resultando na diminuição da potência recebida. Todos os parâmetros utilizados para obter estes resultados encontram-se na tabela 3.7.

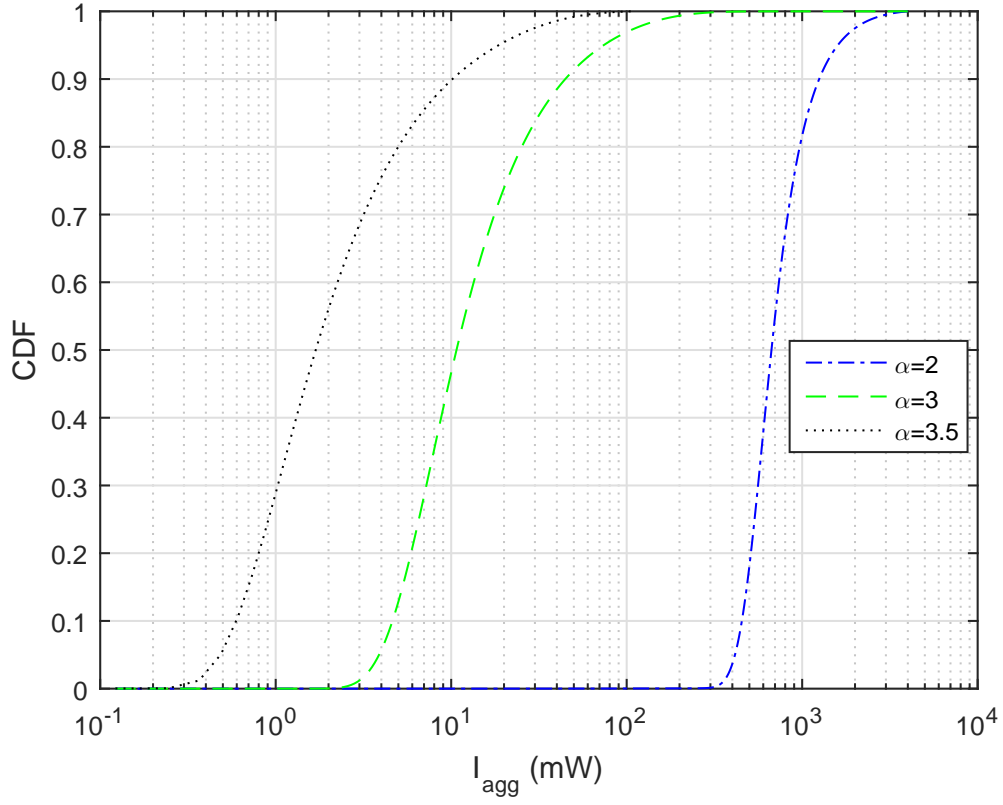


Figura 3.8: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H proveniente dos emissores localizados na área $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^L)^2)$.

Tabela 3.7: Parâmetros adotados nos resultados da figura 3.8.

ρ	10m	R_i^l	10m
L	40	R_o^L	410m
β_l	10×10^{-4} nodes/m ²	P_{TX}	20 W
α	{3.5, 3, 2}	$\sigma_{\xi_{dB}}$	4.5 dB
τ	1	—	—

3.4.4 Validação e Resultados da estimação da potência agregada

Nesta etapa pretende-se validar os processos de estimação descritos na subsecção 3.3 onde se pressupõe que a potência agregada recebida pelo nó N_H pode ser aproximada por uma distribuição GEV, o que será agora demonstrado. Definem-se três cenários diferentes:

- Cenário 1 - $\beta_I = 100, \tau = 1$;
- Cenário 2 - $\beta_I = 300, \tau = 0.7$;
- Cenário 3 - $\beta_I = 200, \tau = 0.5$.

Para cada um destes cenários foram utilizados dados de simulação para determinar os parâmetros de um conjunto diferente de PDFs utilizando a ferramenta 'dfittool' do MATLAB. Nas figuras 3.9, 3.10 e 3.11, estão representadas, para cada cenário, as CDFs calculadas através dos parâmetros determinados com 'dfittool' para as distribuições GEV e Gamma bem como a CDF dos dados simulados. Como ilustrado, o *fitting* obtido com a distribuição GEV apresenta uma melhor aproximação para os diferentes cenários de rádio apresentados. Desta forma, confirmamos que a potência agregada pode ser aproximada por uma distribuição GEV. Os parâmetros utilizados para obter os resultados podem ser consultados na tabela 3.8.

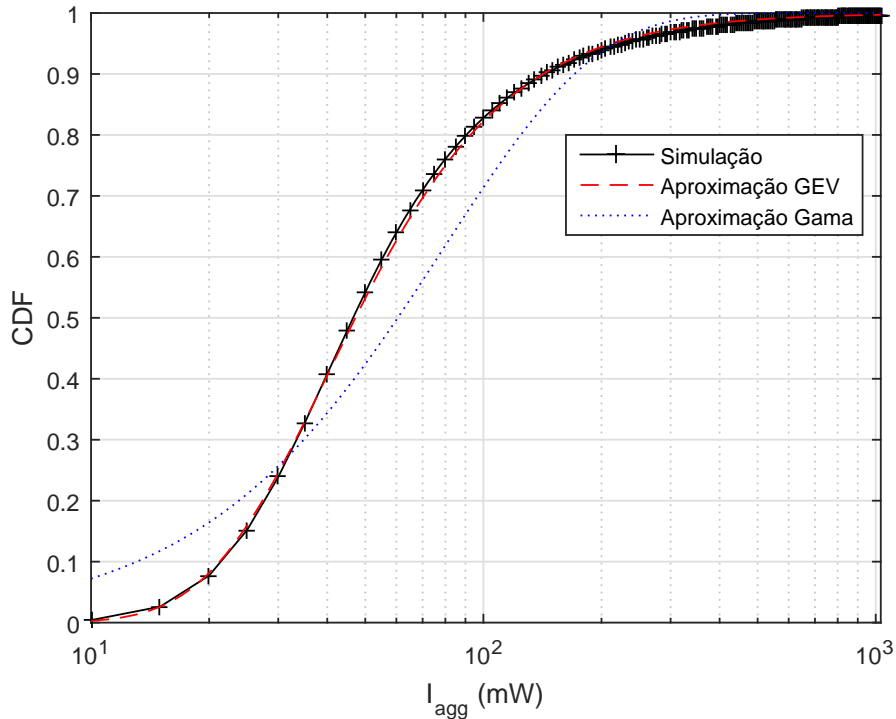


Figura 3.9: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H no cenário 1 .

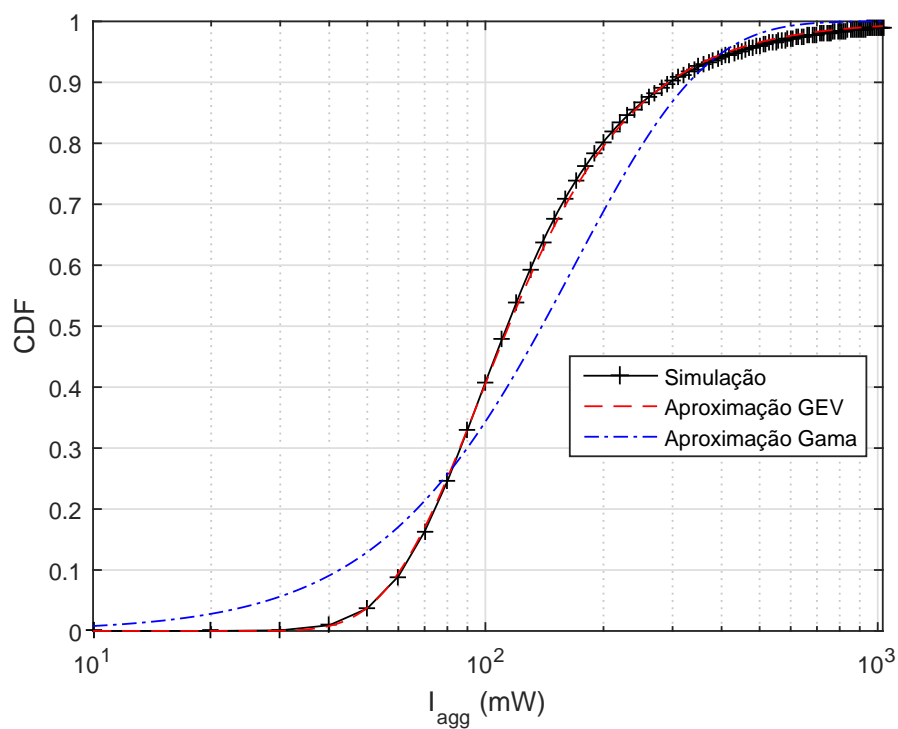


Figura 3.10: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H no cenário 2 .

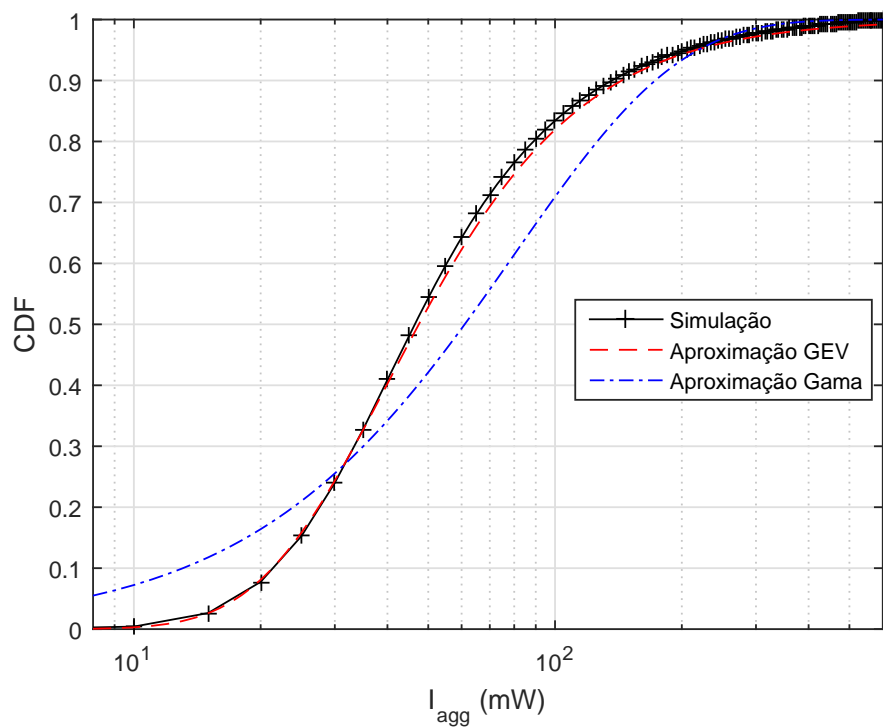
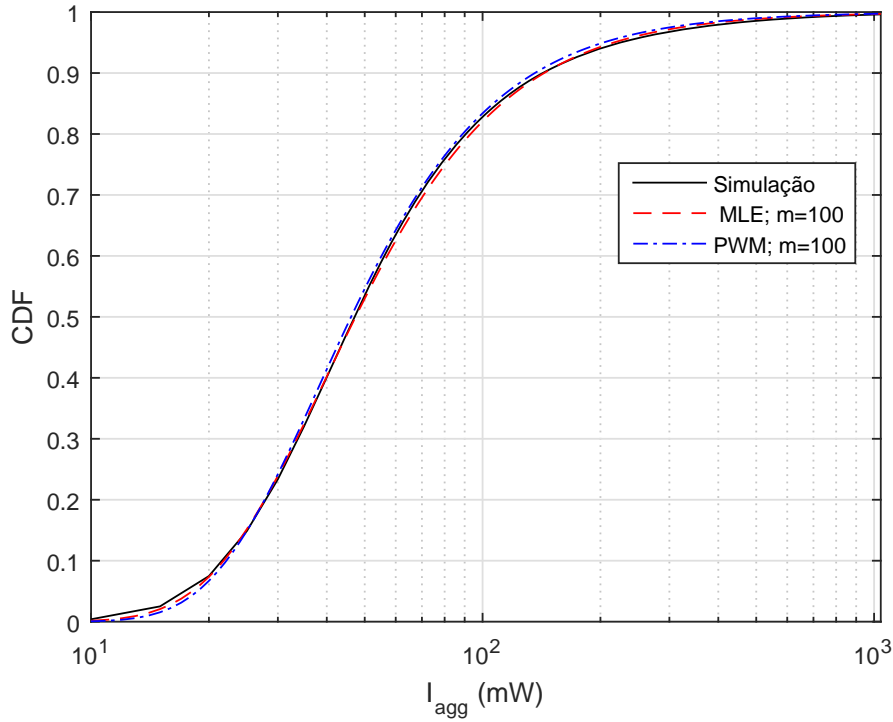


Figura 3.11: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H no cenário 3 .

Tabela 3.8: Parâmetros adotados nos resultados da figura 3.8.

β_l	$\{3, 2, 1\} \times 10^{-4}$ nodes/m ²	P_{TX}	20 W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5 dB
τ	$\{1, 0.7, 0.5\}$	–	–

Na figura 3.12 são apresentados os resultados de simulação obtidos para o cenário 1 (figura 3.9). A curva 'Simulação' representa a CDF obtida com o conjunto total de amostras obtido (1×10^6 amostras). Para aplicar os estimadores MLE e PWM (apresentados na secção 3.3), em tempo real considerou-se um conjunto de amostras χ considerando $m = 100$ amostras. Os estimadores foram determinados para 20 conjuntos diferentes de amostras onde se obteve 20 CDFs também diferentes. As CDFs apresentadas na figura 3.12 são a média das 20 CDFs obtidas.

Figura 3.12: CDF da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H no cenário 1 .

PROBABILIDADE DE TRANSMISSÃO

Neste capítulo é estudada a probabilidade de um nó que recolhe energia eletromagnética nas condições apresentadas no capítulo 3 transmitir um pacote de dados. Primeiro é apresentada uma descrição de como é determinada a probabilidade de um nó recolher uma determinada quantidade de energia suficiente para efetuar uma transmissão. Nesta etapa considera-se o cenário apresentado na secção 3.1, onde é assumido um nível de carga de bateria capaz de permitir a realização de uma transmissão. É introduzido o conceito de eficiência no processo de conversão da energia representado por η . Depois é efetuada a validação dos resultados.

Nesta etapa foram utilizados dois métodos para modelar a probabilidade do nó central transmitir. Na fase de validação do primeiro modelo verificámos que os resultados obtidos não permitiam uma boa aproximação em alguns cenários e por este motivo propõe-se o segundo modelo, que apresenta resultados mais precisos. Em todo o caso são apresentados os dois modelos. Na fase de validação encontra-se uma análise relativa ao primeiro modelo, onde são justificados os maus resultados obtidos nos cenários onde o erro é superior.

4.1 Probabilidade de carga de bateria - aproximação gaussiana

Partindo do facto da potência recebida de emissores localizados no anel l poder ser aproximada por uma distribuição Gama,

$$\text{Gamma}(k_l, \theta_l), \quad (4.1)$$

com k_l e θ_l dados por (3.23) e (3.24), respetivamente, a amplitude recebida dos emissores é dada pela raiz quadrada da potência ($\sqrt{I_l}$) sendo I_l uma variável aleatória que segue

um distribuição Gama. A variável $A_l^l = \sqrt{I_l}$ é aproximada por uma distribuição Gama Generalizada com os seguintes parâmetros [17]

$$A_l^l = \mathcal{GG}(\sqrt{\theta_l}, 2k_l, 2). \quad (4.2)$$

Dado que uma distribuição Gama com parâmetros k_l e θ_l é a soma de k_l distribuições Exponenciais ($1/\theta_l$), utilizando o teorema do limite central (TLC), quando k_l é grande, a distribuição Gama Generalizada pode ser aproximada por uma distribuição Normal [16]. Consequentemente, a amplitude agregada recebida pelo nó N_H de emissores localizados no anel l pode ser aproximada por uma distribuição Normal representada por

$$\begin{aligned} A_l^l &\approx \mathcal{N}\left(\mu_{A_l^l}, \sigma_{A_l^l}^2\right) \\ &\approx \mathcal{N}\left(\eta\sqrt{\theta_l}\frac{\Gamma(k_l+1/2)}{\Gamma(k_l)}, \eta^2\theta_l\left(\frac{\Gamma(k_l+1)}{\Gamma(k_l)} - \frac{\Gamma(k_l+1/2)^2}{\Gamma(k_l)^2}\right)\right), \end{aligned} \quad (4.3)$$

onde $\mu_{A_l^l}$ e $\sigma_{A_l^l}^2$ representam a média e variância, respetivamente. A eficiência de conversão $0 < \eta < 1$ representa as perdas associadas à conversão RF-DC e a eficiência de carregamento da bateria.

Durante o período de carregamento da bateria, a potência recebida $(A_l^l)^2$ é acumulada num período de tempo discreto Δ_t . A quantidade de energia armazenada na bateria do nó N_H durante n_t intervalos de tempo é dada por

$$\epsilon_l = \Delta_t \sum_{n=1}^{n_t} |A_l^l|^2. \quad (4.4)$$

Considerando $\epsilon'_l = \sum_{n=1}^{n_t} |A_l^l/\sigma_{A_l^l}|^2$ uma variável aleatória com variância unitária, com

$$\epsilon_l = \epsilon'_l \times \sigma_{A_l^l}^2, \quad (4.5)$$

e considerando $\Delta_t = 1$ por simplicidade, ϵ'_l segue uma distribuição Chi-quadrado não centrada com parâmetro de não centralidade $\lambda_l = \sum_{k=1}^{n_t} (\mu_{A_l^l}/\sigma_{A_l^l})^2$. Quando n_t é muito grande, é possível utilizar o Teorema do Limite Central para aproximar a distribuição Chi-quadrado a uma distribuição Gaussiana [38], e surge a seguinte aproximação

$$\epsilon'_l \approx \mathcal{N}(n_t + \lambda_l, 2(n_t + 2\lambda_l)). \quad (4.6)$$

Utilizando (4.5), a energia acumulada na bateria do nó N_H devido a emissores localizados no anel l segue a seguinte distribuição normal

$$\begin{aligned} \epsilon_l &\approx \mathcal{N}(\mu_l, \sigma_l^2) \\ &\approx \mathcal{N}(\sigma_{A_l^l}^2(n_t + \lambda_l), \sigma_{A_l^l}^4[2(n_t + 2\lambda_l)]). \end{aligned} \quad (4.7)$$

Como na verdade são utilizados L anéis, a energia acumulada na bateria do nó N_H devido a emissores localizados nos L anéis é dada por

$$\epsilon = \sum_{l=1}^L \epsilon_l, \quad (4.8)$$

e ϵ segue a distribuição

$$\epsilon \approx \mathcal{N}\left(\sum_{l=1}^L \mu_l, \sum_{l=1}^L \sigma_l^2\right) \approx \mathcal{N}(\mu_{\Sigma_L}, \sigma_{\Sigma_L}^2). \quad (4.9)$$

Como tal, considerando γ o nível de bateria a atingir (energia acumulada) necessário para transmitir um pacote, a probabilidade de atingir o nível γ de energia acumulada depois de n_t unidades de tempo é dada por,

$$P_C(\epsilon > \gamma | n_t) = \mathbb{Q}\left(\frac{\gamma - \mu_{\Sigma_L}}{\sigma_{\Sigma_L}^2}\right), \quad (4.10)$$

onde $\mathbb{Q}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$ é a função de distribuição complementar da Normal standard.

Nesta aproximação é utilizado o TLC que, como já foi referido, apresenta bons resultados quando k_l (*shape*) é grande. Nesta dissertação os cenários considerados não apresentam esta característica. Este fenómeno é agravado quando se aumenta o número de coroas no modelo projetado no capítulo 3 pois os valores de k_l tendem a diminuir com o aumento do número de coroas L .

4.2 Probabilidade de carga de bateria - aproximação não gaussiana

À semelhança do resultado apresentado na equação (3.31) quando somamos a potência de L coroas a função característica da potência em cada coroa l é dada por

$$\varphi_l(t) = (1 - \eta \theta_l i t)^{k_l}. \quad (4.11)$$

Quando efetuamos a contribuição das L coroas, a função característica dessa soma de potências é dada pela equação (3.32) com uma pequena alteração relacionada com a eficiência do processo de conversão de energia(η), ou seja

$$\varphi_{I_{agg}}(t) = \prod_{l=1}^L (1 - \eta \theta_l i t)^{k_l}. \quad (4.12)$$

Como o total de energia recolhida durante um conjunto de amostras n_t é dada por

$$\epsilon = \sum_{n=1}^{n_t} I_{agg}, \quad (4.13)$$

temos que a função característica de ϵ é dada por

$$\varphi_{\epsilon}(t) = \prod_{b=1}^{nt} (\varphi_{I_{agg}}(t)) = \prod_{b=1}^{nt} \left(\prod_{l=1}^L (1 - \eta \theta_l i t)^{\kappa_l} \right) = \prod_{l=1}^L [(1 - \eta \theta_l i t)^{\kappa_l}]^{nt}. \quad (4.14)$$

Recorrendo, como no capítulo anterior na subsecção 3.2.3, à transformada de fourier, é possível obter a *PDF* da potência acumulada durante nt unidades de tempo,

$$f_{\epsilon}(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-itx} \varphi_{\epsilon}(t) dt. \quad (4.15)$$

Sendo γ o nível de carga necessário para transmitir um pacote, a probabilidade de atingir esse nível de energia acumulada após nt unidades de tempo é dada por

$$P_C(\epsilon > \gamma) = 1 - P(\epsilon \leq \gamma) = 1 - \int_{-\infty}^{\gamma} f_{\epsilon}(x) dx. \quad (4.16)$$

4.3 Validação e Resultados

4.3.1 Simulações

Relativamente ao cenário considerado e características este é em tudo semelhante ao descrito na subsecção 3.4.1. Adicionalmente definem-se algumas características relacionadas com a bateria e com o sistema de conversão:

- Tensão de operação da bateria : 1 V;
- Energia necessária para transmitir um pacote: $\gamma = 10mAh$.

Através do limiar definido é possível atribuir significado temporal a cada amostra nt . Se Δ_t for 1 minuto e o limiar $10mAh$, temos

$$10mAh = 10m[A \times 1V]h = 10mWh = 10 \times 60 \times mW \Delta_t. \quad (4.17)$$

Desta forma, cada amostra nt representa um minuto e a energia necessária para transmitir um pacote é de 600 mW minuto. Utilizando estes dados é possível simular a probabilidade de o nó N_H ter energia suficiente para transmitir um pacote num determinado período de tempo. As simulações efetuadas são em tudo semelhantes às realizadas na subsecção 3.4.1. A diferença encontra-se no tratamento posterior dos dados. Pretende-se agora realizar acumulação de energia. Em função do número de amostras temporais (nt) somam-se as amostras simuladas de nt em nt . Desta forma, obtemos um conjunto de dados simulados que indicam a quantidade de energia recolhida em nt amostras de tempo. Por fim, através de um histograma, é obtida a *PDF* e a *CDF* da potência acumulada para um respetivo nt e, é neste passo que se determina a probabilidade através de (4.16).

4.3.2 Validação da aproximação gaussiana

Na figura (4.1) é representada a probabilidade de o nó N_H ter energia suficiente para transmitir um pacote. Na figura estão representados dados simulados com o marcador 'o' e vários resultados do modelo (4.10) para diferentes valores de L (número de coroas). Todos os parâmetros utilizados para obter estes resultados encontram-se na tabela 4.1. O modelo não apresenta resultados satisfatórios, nem mesmo quando se aumenta o número de coroas L . Este facto deve-se à aproximação da distribuição Gama Generalizada por uma distribuição Normal (4.2 , 4.3), onde o TLC só pode ser utilizado para valores de k_l elevados, algo que não se verifica no cenário simulado. Adicionalmente, à medida que se aumenta o número de coroas com o objetivo de aproximar melhor a potência agregada recebida por unidade de tempo, os valores dos k vão diminuindo, intensificando o problema. Este facto justifica que a adoção de $L = 40$ em vez de $L = 4$ não tenha qualquer efeito no melhoramento dos resultados.

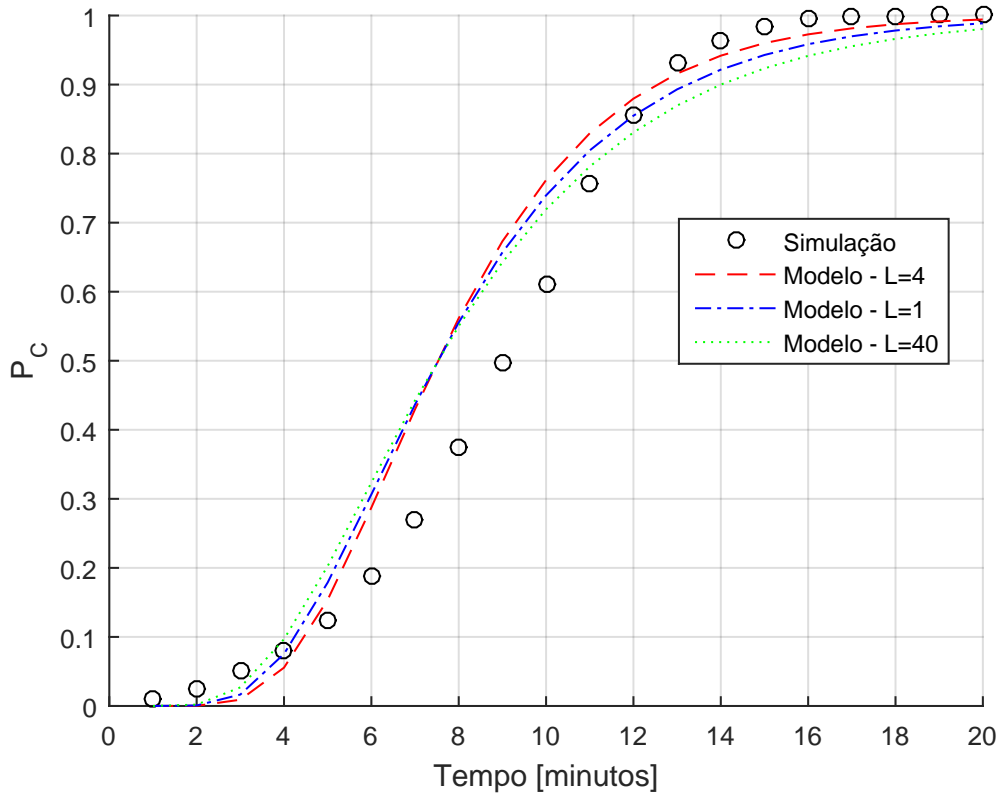


Figura 4.1: Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).

No entanto e apesar de os resultados não satisfazerem as necessidades realça-se a vantagem deste modelo apresentar um menor tempo de computação relativamente à aproximação gaussiana. Em cenários onde os valores de k permitam a aplicação do TLC ($k > 1$), este modelo (aproximação gaussiana) constitui uma melhor solução devido à sua

simplicidade em termos de computação.

Tabela 4.1: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.1.

ρ	$\{200,100,10\}\text{m}$	R_i^1	10m
L	$\{40,4,1\}$	R_O^L	410m
β_l	$1 \times 10^{-4} \text{ nós}/\text{m}^2$	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	1	γ	10 mAh
Δ_t	1 minuto	n_t	20

4.3.3 Validação da aproximação não gaussiana

Para validar o modelo proposto (4.16) apresentam-se nas figuras 4.2 e 4.3 a probabilidade de o nó N_H possuir energia suficiente para transmitir um pacote de dados. Os resultados são obtidos com $\tau = 1$. Os dados numéricos foram obtidos com o modelo considerando $L = \{2, 4, 40\}$. Os dados simulados são apresentados com o marcador 'o'. Os parâmetros utilizados para obter estes resultados encontram-se na tabela 4.2.

É possível observar na figura 4.2 que à medida que se aumenta o número de coroas, L , considerado no modelo, a aproximação dos resultados numéricos aos resultados obtidos por simulação é melhor, conclusão já retirada também no modelo da potência agregada, I_{agg} , apresentado no capítulo 3 (figura 3.3). Com $L = 40$ obtêm-se resultados praticamente coincidentes entre o modelo e simulação. Nestes primeiros resultados considera-se o valor de 1 para η , não existindo perdas no processo de conversão da energia.

Tabela 4.2: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.2.

ρ	$\{200,100,10\}\text{m}$	R_i^1	10m
L	$\{40,4,2\}$	R_O^L	410m
β_l	$1 \times 10^{-4} \text{ nós}/\text{m}^2$	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	1	γ	10 mAh
Δ_t	1 minuto	n_t	20

Na figura 4.3 pretende-se validar o modelo na presença de perdas no processo de conversão, neste caso de 50% ($\eta = 0.5$). Assume-se, ao contrário dos resultados anteriores, um valor único para L de 40. Todos os parâmetros utilizados podem ser consultados na tabela 4.3.

Podemos confirmar o correto comportamento do modelo nesta situação. Com estes dois conjuntos de resultados considera-se o modelo validado.

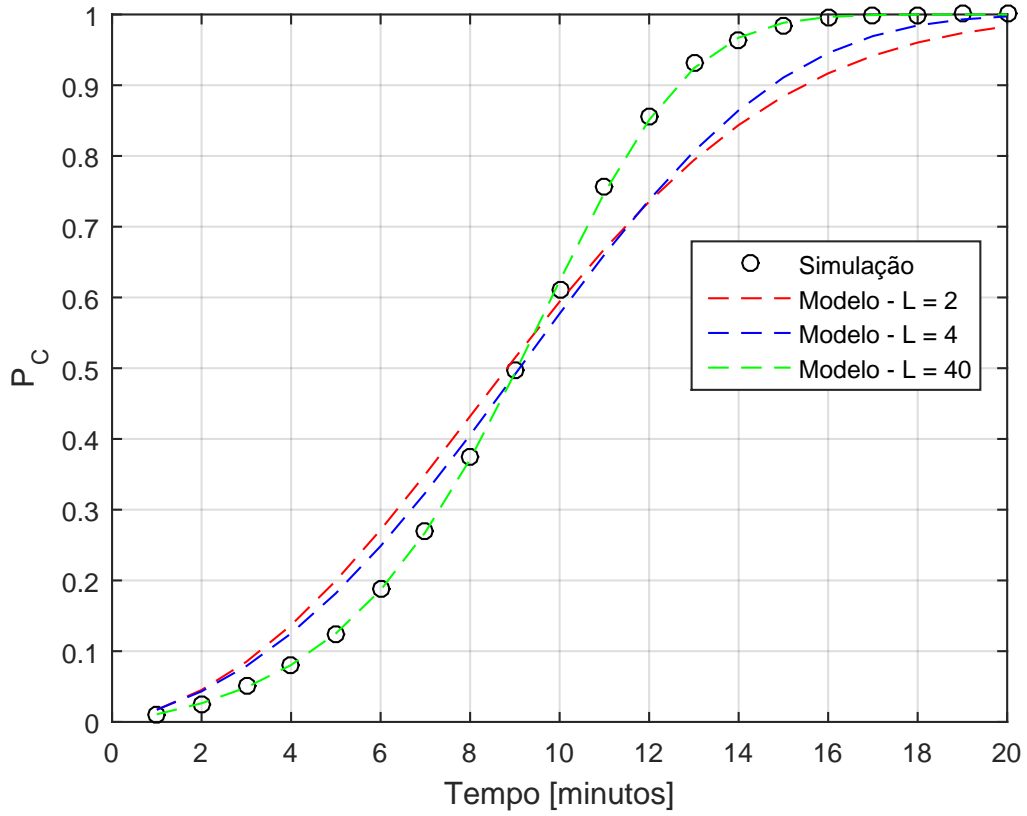


Figura 4.2: Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).

Aproveitando para comparar o resultado da figura 4.3 com o da figura 4.2 onde $\eta = 1$, verificamos que quanto menor η mais tempo N_H leva para acumular a energia necessária para transmitir.

Tabela 4.3: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.3.

ρ	10m	R_t^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	1×10^{-4} nós/m ²	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	0.5	γ	10 mAh
Δ_t	1 minuto	n_t	30

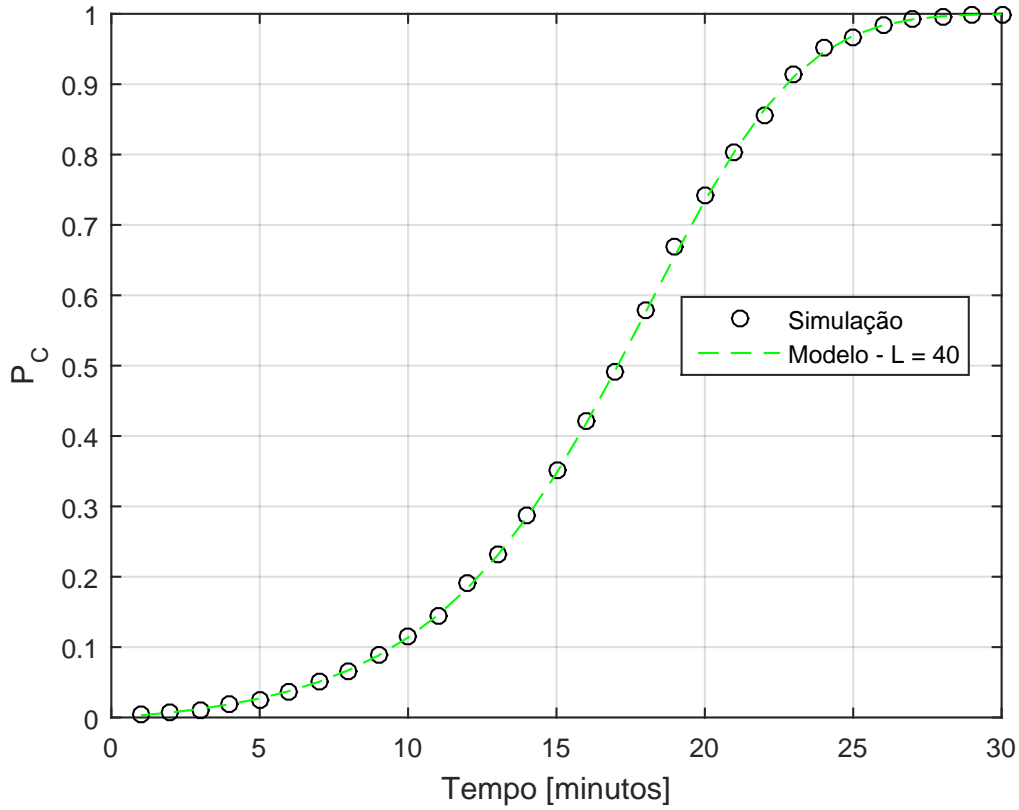


Figura 4.3: Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H com eficiência na conversão da energia η igual a 0.5 para transmitir um pacote (P_C).

4.3.4 Resultados e análise da aproximação não gaussiana

Após a validação do modelo são apresentados alguns resultados (provenientes apenas do modelo), que à semelhança do que foi realizado na subsecção 3.4.3 nos permitem caracterizar a probabilidade de o nó N_H transmitir um pacote quando são variados certos parâmetros como a densidade dos nós emissores (β_I) e a eficiência no processo de conversão energético (η), por exemplo.

Na figura 4.4 é analisada a influência da eficiência do processo de conversão de energia (η) na probabilidade de o nó N_H transmitir um pacote. Na figura estão representadas quatro simulações referentes a quatro cenários que diferem apenas na eficiência do processo de conversão, $\eta = \{1, 0.7, 0.5, 0.3\}$. Todos os parâmetros necessários para obter estes resultados encontram-se na tabela 4.4.

Conclui-se, como anteriormente, que quanto menos energia aproveitamos do processo de conversão (menor η , ou seja, quanto maiores forem as perdas inerentes ao processo de conversão), menor será a quantidade de energia que recolhemos, sendo necessário mais tempo para acumular energia suficiente para transmitir. Se apenas aproveitarmos 30% na energia recebida ($\eta = 0.3$) demoramos sensivelmente o dobro do tempo (40 minutos) a acumular energia suficiente em comparação com a situação em que se aproveita 70%

($\eta = 0.7$) da energia recebida.

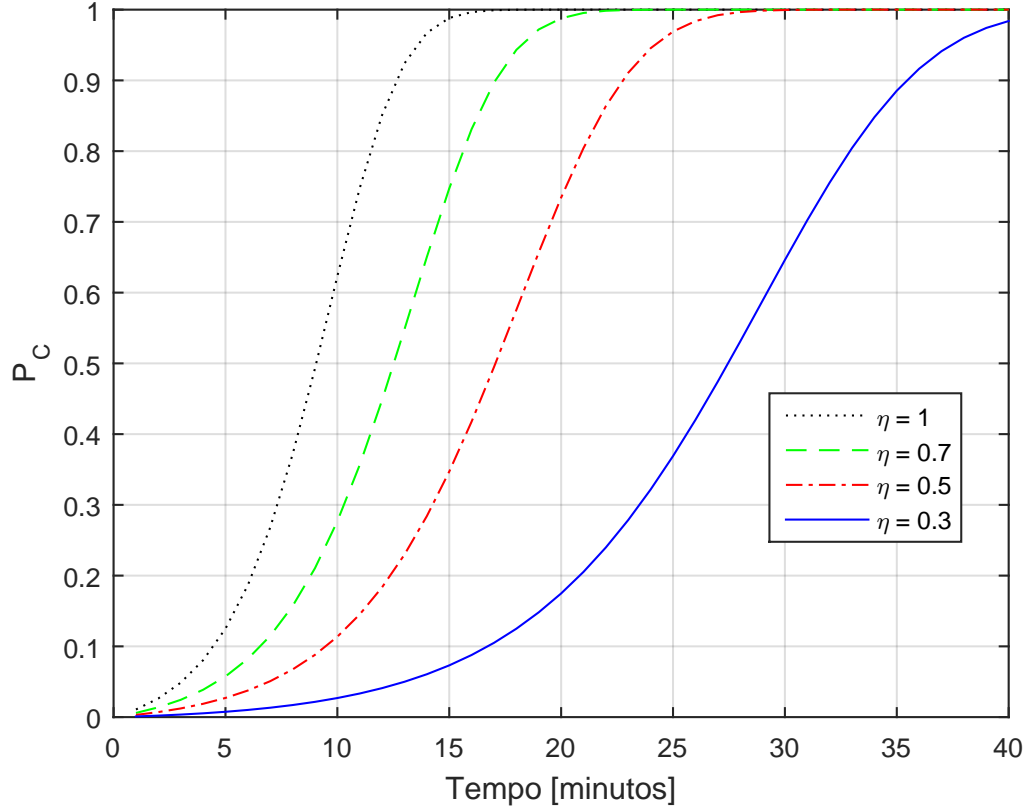


Figura 4.4: Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).

Tabela 4.4: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.4.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	1×10^{-4} nós/ m^2	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	{1,0.7,0.5,0.3}	γ	10 mAh
Δ_t	1 minuto	n_t	40

No capítulo anterior observámos qual o efeito da densidade de nós emissores na energia agregada recebida pelo nó N_H (figura 3.4). Com os resultados apresentados na figura 4.5 pretende-se analisar qual o seu efeito na capacidade de transmissão do nó N_H . Os parâmetros utilizados para obter estes resultados encontram-se na tabela 4.5.

Conclui-se que, à semelhança do observado na figura 3.4, à medida que aumentamos a densidade de nós emissores para o mesmo valor de η é necessário menos tempo para

atingir o limiar de energia necessário. Naturalmente se aumentamos a densidade de nós estamos a gerar um aumento da energia disponível para recolha por parte do nó N_H , o qual acaba por acumular energia mais rapidamente. Aumentando a densidade de nós emissores de 0.5×10^{-4} nós/ m^2 para 2×10^{-4} nós/ m^2 reduzimos o tempo necessário de acumulação de energia de 12 minutos para cerca de 10 minutos.

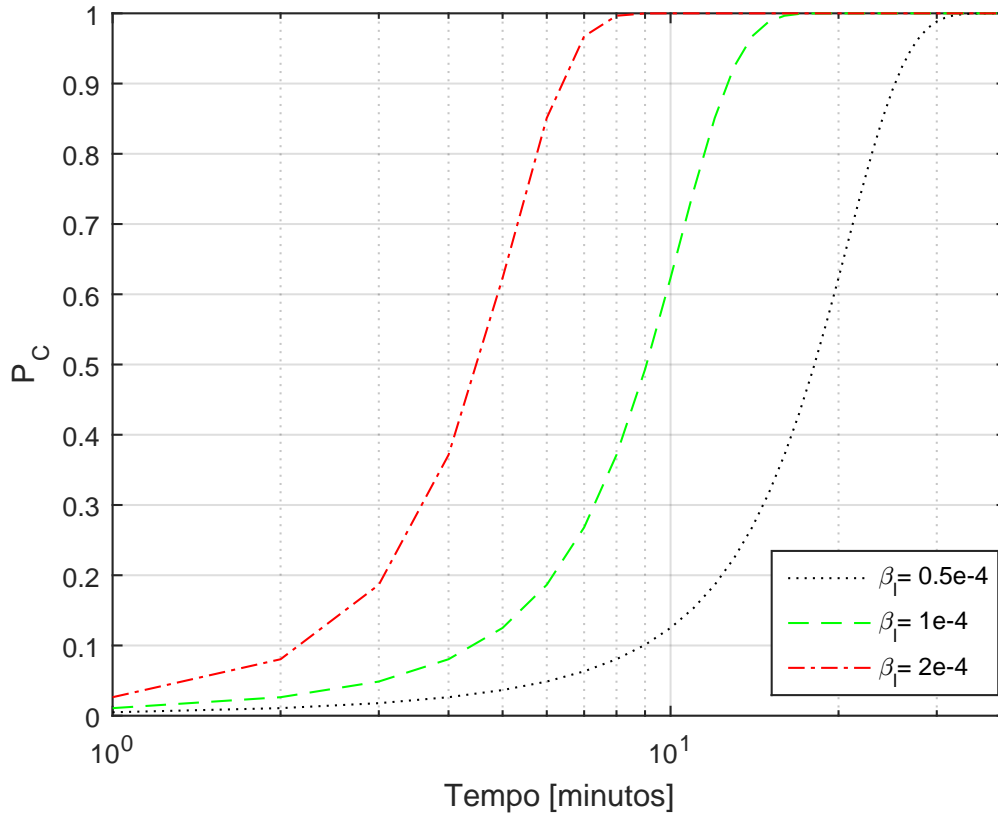


Figura 4.5: Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).

Tabela 4.5: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.5.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	$\{2,1,0.5\} \times 10^4$ nós/ m^2	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	1	γ	10 mAh
Δ_t	1 minuto	n_t	13

Para além da eficiência no processo de conversão (η) e da densidade de nós emissores (β_l) que influenciam, como vimos, a probabilidade de o nó N_H atingir o nível de bateria

necessário, a probabilidade de os nós emissores acederem ao meio para transmitir energia, representada por τ , é também um fator de diferenciação. Na figura 4.6 é representada a probabilidade de o nó N_H atingir o limiar de energia definido, isto é, de transmitir um pacote, para três cenários com diferentes probabilidade de acesso ao meio por parte dos nós emissores de energia, $\tau = \{0.5, 0.8, 1\}$. Os parâmetros utilizados para obter os resultados apresentados encontram-se na tabela 4.6.

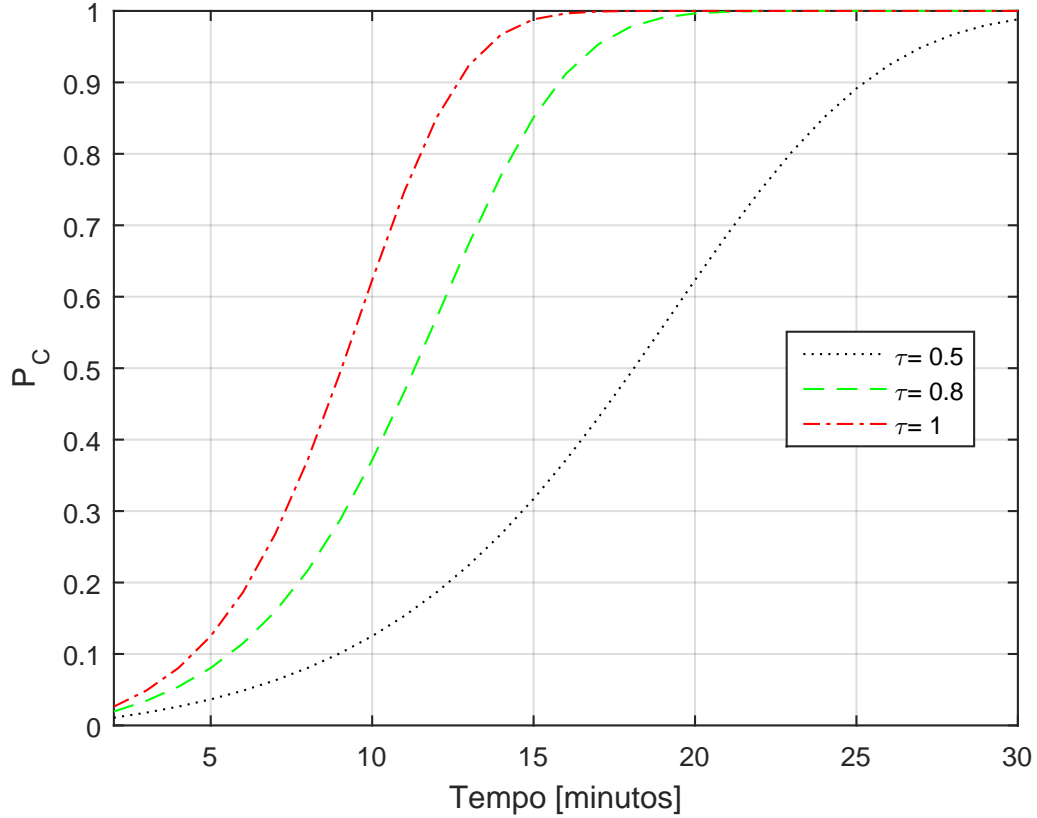


Figura 4.6: Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).

Observando a figura 4.6 verificamos a concordância com o resultado da figura 3.6, isto é, quanto maior for a probabilidade de os nós emissores acederem ao meio para fornecerem energia, mais energia o nó N_H recolhe. Consequentemente, menor será o tempo necessário para acumular energia suficiente para transmitir.

Com as conclusões retiradas até este ponto pode afirmar-se que a densidade de nós emissores (β_I), a probabilidade de acesso ao meio por parte dos nós emissores (τ) e ainda a eficiência no processo de conversão de energia (representada por η) são fatores que podem ser dimensionados de forma a atingir um determinado débito ao nível deste tipo de redes de recolha de energia sem fios. Isto porque o débito é influenciado pelo tempo de carregamento da bateria do nó, tal como iremos observar no capítulo seguinte.

Tabela 4.6: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.6.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	1×10^4 nós/ m^2	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	1	γ	10 mAh
Δ_t	1 minuto	n_t	30
τ	{1,0.8,0.5}	-	-

Para finalizar o processo de análise de resultados deste capítulo pretende-se, à semelhança do que foi realizado no capítulo anterior, estudar a influência de efeitos de propagação no processo de acumulação de energia realizado pelo nó N_H . Na figura 4.7 estão representados resultados referentes a três cenários com diferentes valores de desvio padrão $\sigma_{\xi dB}$. Os parâmetros utilizados para obter estes resultados podem ser consultados na tabela 4.7.

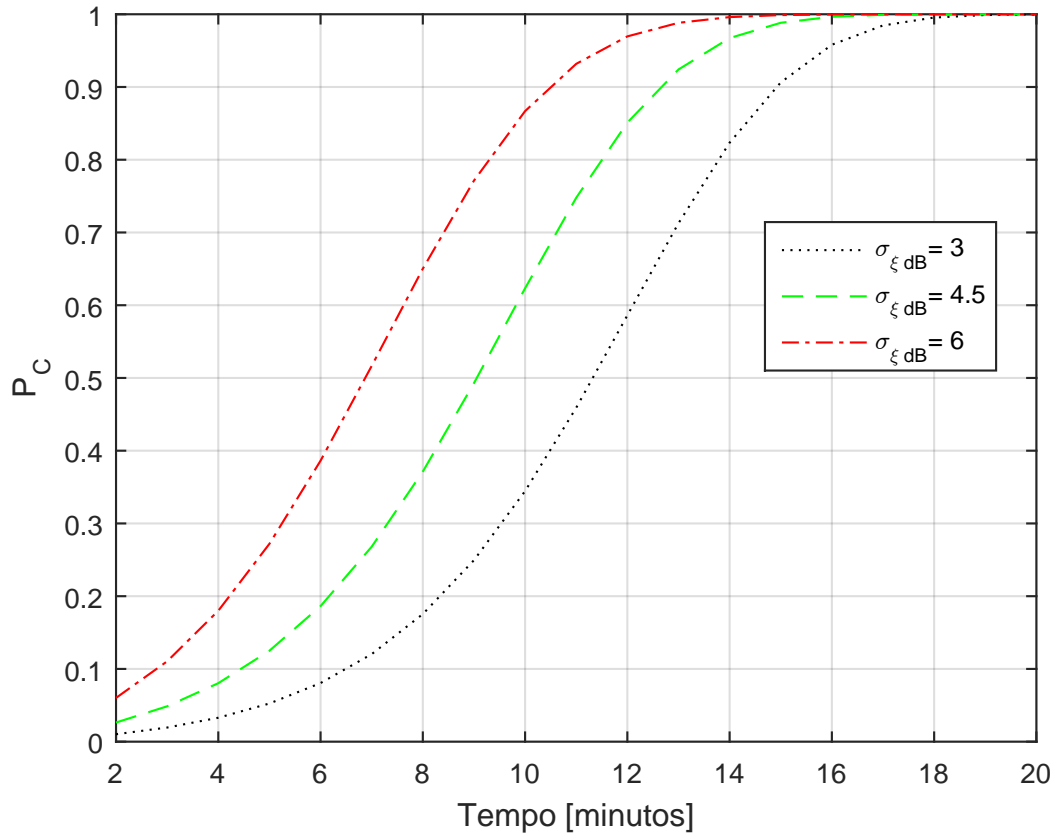


Figura 4.7: Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).

No subsecção 3.4.3 foi analisada qual a influência do desvio padrão $\sigma_{\xi dB}$ na energia recolhida pelo nó N_H . Observou-se que quanto maior $\sigma_{\xi dB}$ mais energia era recolhida. Na figura 4.7 volta novamente a verificar-se este efeito, para valores do desvio padrão superiores é necessário menos tempo para atingir o nível de bateria desejado.

Tabela 4.7: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.7.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	1×10^4 nós/ m^2	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	{3,4.5,6} dB
η	1	γ	10 mAh
Δ_t	1 minuto	n_t	20
τ	1	-	-

Na figura 4.8 são apresentados 3 conjuntos de dados simulados referentes a três cenários que diferem no coeficiente de perdas de propagação (α). Todos os parâmetros utilizados encontram-se descritos tabela 4.8.

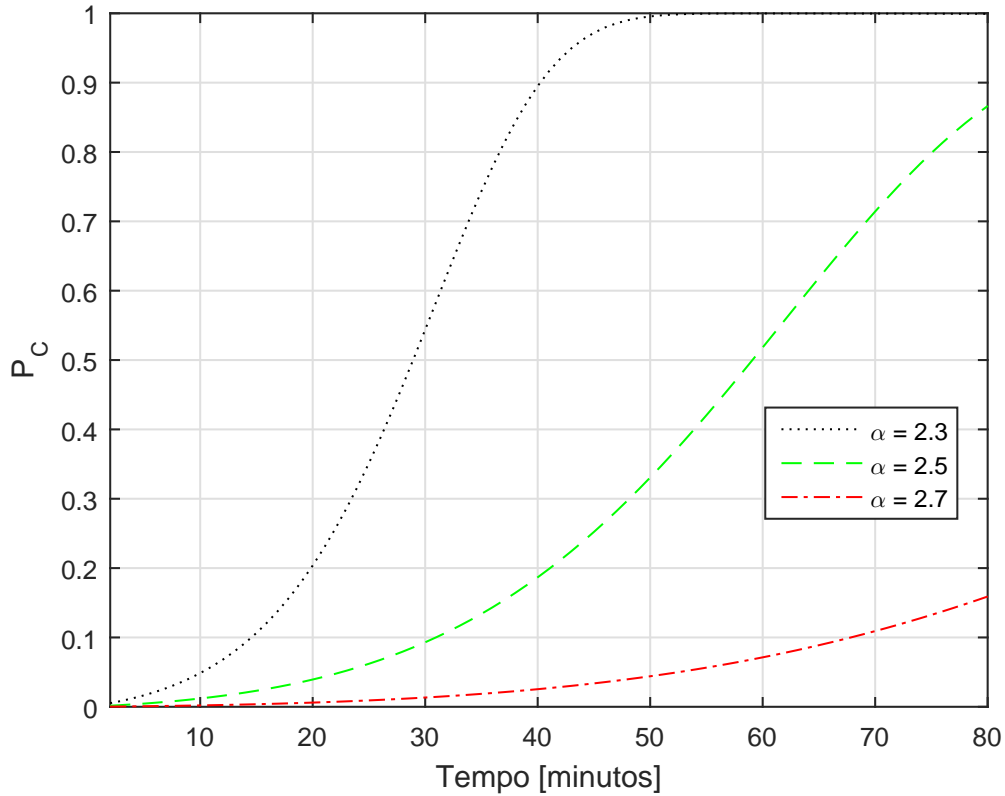


Figura 4.8: Probabilidade de possuir energia acumulada suficiente na bateria do nó N_H para transmitir um pacote (P_C).

À semelhança das conclusões retiradas na figura 3.8 verifica-se que quanto maior é o valor do coeficiente α mais tempo é necessário para atingir o limiar de energia definido. Quando o coeficiente de perdas de propagação é mais elevado, é recolhida menos energia pelo nó N_H (figura 3.8). Consequentemente é necessário mais tempo para que o nó N_H recolha energia suficiente para transmitir um pacote.

Tabela 4.8: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 4.8.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	1×10^4 nós/ m^2	P_{TX}	20W
α	{2.7, 2.5, 2.3}	$\sigma_{\xi dB}$	4.5 dB
η	1	γ	10 mAh
Δ_t	1 minuto	n_t	20
τ	1	-	-

DÉBITO DE UMA REDE DE RÁDIO COGNITIVA COM RECOLHA DE ENERGIA

Neste capítulo pretende-se estudar o débito de uma rede cognitiva constituída por utilizadores primários (UP) e secundários na qual se utiliza a técnica de recolha de energia eletromagnética. Considera-se um par emissor-recetor de utilizadores secundários. Os utilizadores primários são as estações base referidas nos capítulos anteriores, que atuam como fontes de energia para o utilizador secundário (US) emissor. Nestas condições o débito da rede cognitiva dependerá de dois fatores: energia armazenada e oportunidade espectral. O nó cognitivo emissor é o nó N_H , já mencionado nos capítulos anteriores. Este nó recolhe energia dos utilizadores primários e transmite dados ao utilizador secundário recetor. É deduzido um modelo que permite traduzir o débito da rede cognitiva descrita, e utilizando o modelo apresentado no capítulo 4 (4.16), é possível analisar o impacto da técnica de recolha de energia no desempenho das redes de rádio cognitivo.

5.1 Descrição do Sistema

O sistema considerado é em tudo semelhante ao descrito nos capítulos 3 e 4. Nesta etapa o nó central, N_H , para além de recolher energia, é um nó secundário emissor de uma rede de rádio cognitivo. Nas redes cognitivas os US não conseguem distinguir transmissões provenientes de UP ou de outros US, pelo que cada US tem que dividir o seu ciclo de operação em duas fases, análise de espetro e acesso ao espetro, com durações T_S^{SU} e T_D^{SU} , respetivamente, como ilustrado na figura 5.1. Adicionalmente, e devido à realização de recolha de energia, o utilizador secundário emissor terá primeiro que recolher a energia necessária para transmitir um pacote de dados, e antes das suas tarefas cognitivas (análise de espetro e acesso) o nó cognitivo recolhe a energia necessária.

Ignorando para já a fase de recolha de energia (primeira a realizar pelo nó secundário

emissor), a trama do US está dividida em N_T slots onde a duração de cada slot é dada pelo tempo de amostragem do canal (T_S). Os primeiros N_S slots são alocados para análise de espetro, e os restantes (de $N_S + 1$ até N_T) são utilizados para aceder ao espetro. Neste trabalho assume-se que o utilizador secundário emissor tem sempre um pacote para transmitir.

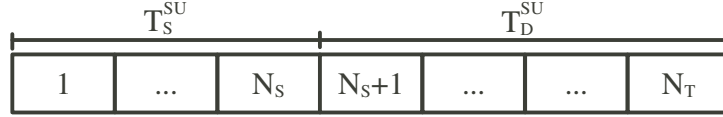


Figura 5.1: Estrutura da trama do US secundário que representa o ciclo de operação de um US.

5.2 Detecção de oportunidades

Depois de carregar a sua bateria, N_H realiza análise de espetro. Para distinguir entre espetro livre ou ocupado, consideram-se duas zonas de funcionamento. Numa o recetor tem a capacidade de receber e decodificar os dados recebidos (H_0). Na outra (H_1) a utilização do espetro por parte dos utilizadores primários (estações base/fontes dedicadas) não permite a boa receção de informação pelo US recetor. É em função das características do nó secundário recetor, tais como o nível de interferência suportado e capacidade de decodificação, que as duas zonas de funcionamento deverão ser definidas. Consequentemente para distinguir entre espetro livre e ocupado, o US realiza a análise de espetro durante o período T_S^{SU} , e para cada amostra n distingue as zonas de funcionamento H_0 e H_1

$$\begin{aligned} H_0 : s(n) &< \delta_{H_0H_1}, n = 1, 2, \dots, N_S \\ H_1 : s(n) &\geq \delta_{H_0H_1}, n = 1, 2, \dots, N_S, \end{aligned} \quad (5.1)$$

onde $\delta_{H_0H_1}$ representa o limiar em potência de funcionamento por amostra entre as duas zonas. Caso a potência recebida numa amostra seja inferior a $\delta_{H_0H_1}$ considera-se que o nó secundário recetor consegue realizar a receção de dados com sucesso. Caso seja superior a $\delta_{H_0H_1}$ estamos na zona de funcionamento H_1 , e os dados não são recebidos.

Na figura 5.2 encontra-se representada a PDF ($f_{I_{agg}}$) de um 1 milhão de amostras de potência $s(n)$. As duas zonas de funcionamento são distinguidas através de $\delta_{H_0H_1}$, linha representada a tracejado. Nas figuras 5.3 e 5.4 estão representadas as PDFs da zona de funcionamento H_0 e H_1 , denominadas respetivamente de f_{H_0} e f_{H_1} . Estas foram obtidas através de um processo de normalização, para as duas zonas de funcionamento, da PDF da figura 5.2. Os parâmetros utilizados para obter estes resultados encontram-se na tabela 5.2.

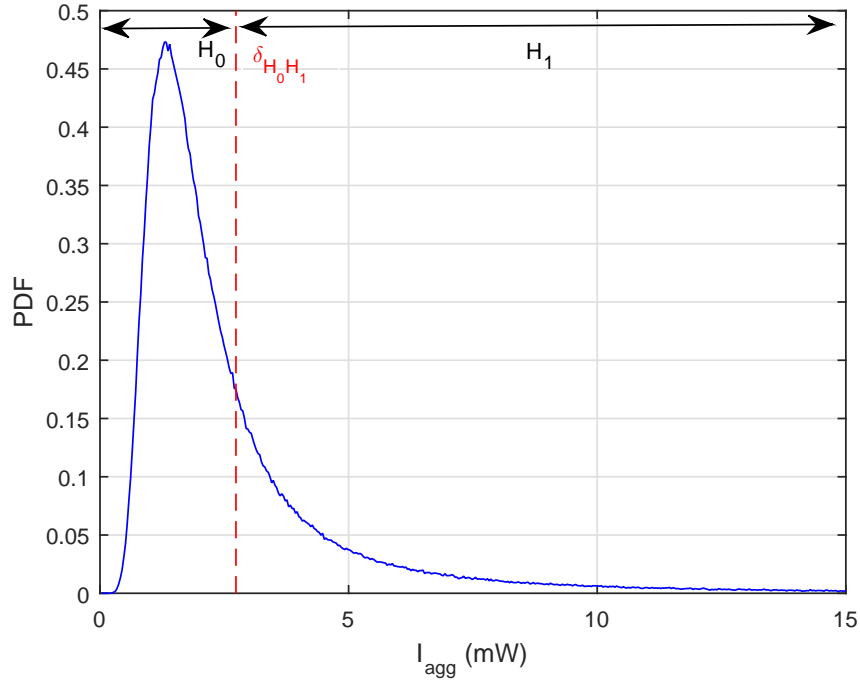


Figura 5.2: Distinção das duas zonas de funcionamento (H_0 e H_1) a partir da PDF da potência eletromagnética recebida pelo US emissor (nó N_H).

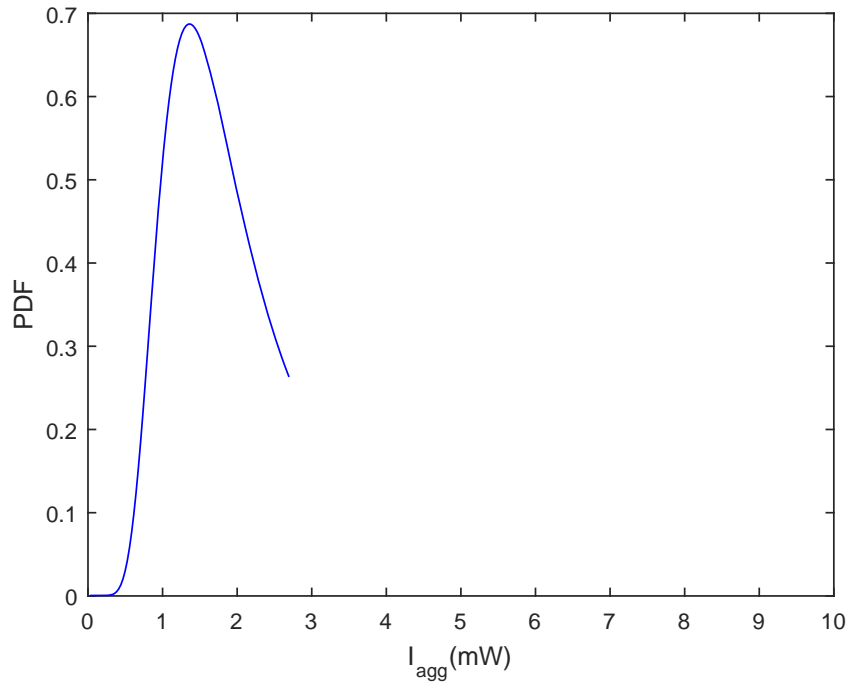


Figura 5.3: f_{H_0} - PDF da potência eletromagnética recebida pelo US emissor referente à zona de funcionamento H_0 .

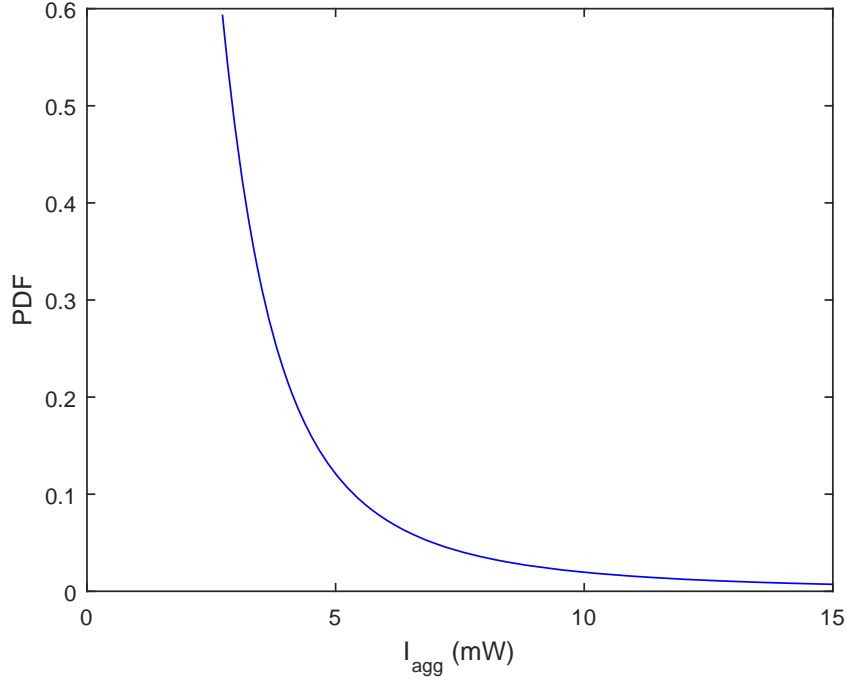


Figura 5.4: f_{H_1} - PDF da potência eletromagnética recebida pelo US emissor referente à zona de funcionamento H_1 .

Durante os primeiros N_S slots o nó secundário emissor verifica se está na situação definida por H_0 ou H_1 . Recorrendo à análise de espectro baseada em energia, o utilizador secundário calcula a quantidade de energia recebida nas N_S amostras como sendo

$$Y = \sum_{n=1}^{N_S} s(n). \quad (5.2)$$

A potência Y é comparada com o limiar $\gamma_{sensing}$ para decidir se existe ou não utilizadores primários a ocupar o espectro. $\gamma_{sensing}$ é escolhido em função das probabilidade de falso alarme (P_{FA}) - probabilidade de detetar o canal ocupado quando este está livre, e da probabilidade de deteção (P_D) - probabilidade de detetar o canal ocupado quando este está efetivamente ocupado.

Tendo acesso às distribuições f_{H_0} (figura 5.3) e f_{H_1} (figura 5.4) para um slot, é possível obter a distribuição de $f_{H_{0acc}}$ e $f_{H_{1acc}}$ referentes a N_S slots. Pretende-se somar a potência recebida durante $k = N_S$ slots. Assim a PDF resultante da soma ($f_{H_{0acc}}$ ou $f_{H_{1acc}}$) é determinada através de $k - 1$ convoluções de f_{H_0} ou de f_{H_1} ou seja,

$$f_{H_{0acc}} = \underbrace{f_{H_0} * f_{H_0} * \dots * f_{H_0}}_{k-1 \text{ convoluções}} \quad (5.3)$$

$$f_{H_{1acc}} = \underbrace{f_{H_1} * f_{H_1} * \dots * f_{H_1}}_{k-1 \text{ convoluções}} \quad (5.4)$$

Nas figuras 5.5 e 5.6 encontram-se representadas as distribuições (PDFs) da potência eletromagnética recebida pelo nó N_H durante N_S slots, para a zona de funcionamento H_0 e H_1 . Estas foram determinadas através de (5.3) e (5.4) respetivamente. Para N_S relativamente pequeno, as distribuições de $f_{H_{0acc}}$ e $f_{H_{1acc}}$ são aproximadamente gaussianas. Consequentemente, recorre-se à função \mathbb{Q} para determinar P_D e P_{FA} , dadas por

$$P_D = Pr(y > \gamma_{sensing} | H_1) = \mathbb{Q}\left(\frac{\gamma_{sensing} - \mu_{H_{1acc}}}{\sigma_{H_{1acc}}}\right), \quad (5.5)$$

$$P_{FA} = Pr(y > \gamma_{sensing} | H_0) = \mathbb{Q}\left(\frac{\gamma_{sensing} - \mu_{H_{0acc}}}{\sigma_{H_{0acc}}}\right), \quad (5.6)$$

onde \mathbb{Q} é a função distribuição complementar da distribuição Gaussiana de média nula e variância unitária, $\mu_{H_{0acc}}$ e $\sigma_{H_{0acc}}$ representam respetivamente a média e a variância de $f_{H_{0acc}}$, e $\mu_{H_{1acc}}$ e $\sigma_{H_{1acc}}$ representam a média e variância de $f_{H_{1acc}}$.

O valor do limiar $\gamma_{sensing}$ deverá garantir que $P_{FA} = 0$ e $P_D = 1$, condições que assegurem a deteção correta do estado do canal.

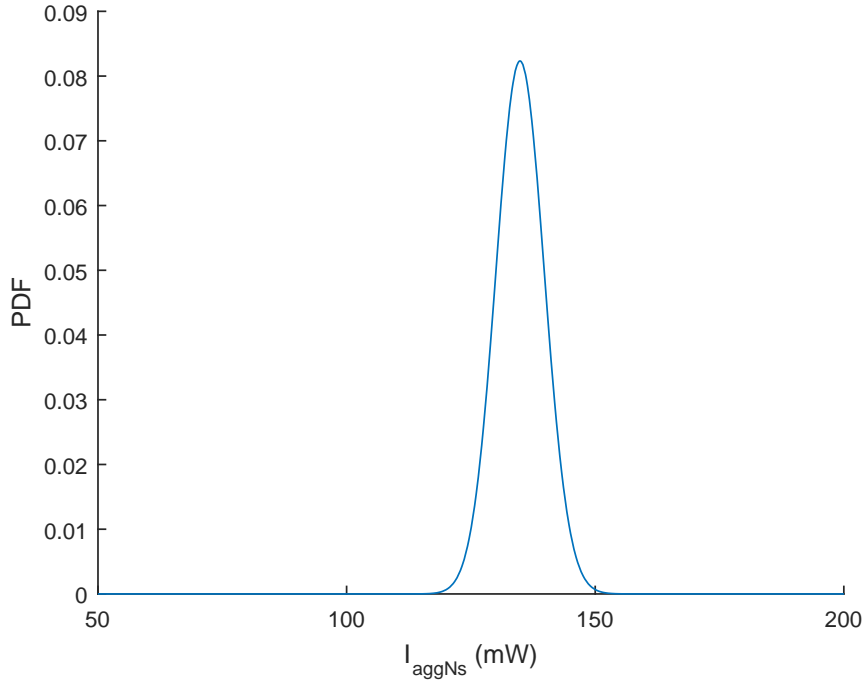


Figura 5.5: PDF da potência eletromagnética recebida pelo US emissor em N_S slots (I_{aggN_S}) referente à zona de funcionamento H_0 .

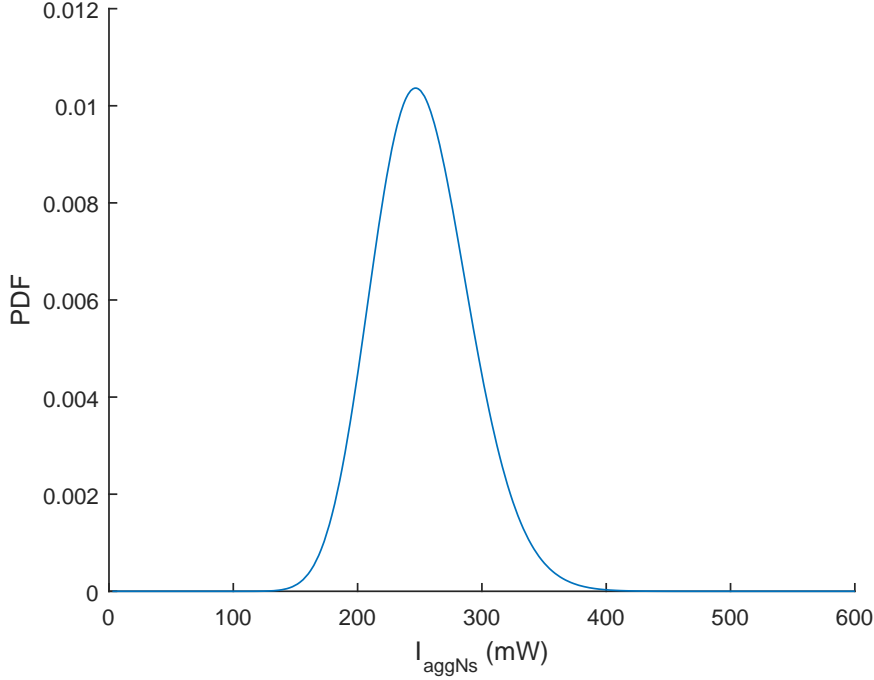


Figura 5.6: PDF da potência eletromagnética recebida pelo US emissor em N_S slots ($I_{agg}N_S$) referente à zona de funcionamento H_1 .

5.3 Débito do sistema

O débito do sistema dependerá de vários fatores, tais como: a capacidade de decodificação e quantidade de interferência suportada pelo US recetor, a probabilidade de deteção e de falso alarme relacionadas com a análise do espectro pelo utilizador US emissor, e por fim, da composição da trama do US emissor, nomeadamente a quantidade de *slots* reservados para a análise de espectro e transmissão (N_S e $N_T - N_S$).

A probabilidade do nó N_H encontrar o canal livre em N_S amostras é dada por

$$P_{I_{N_S}} = [F_{I_{agg}}(\delta_{H_0H_1})]^{N_S}. \quad (5.7)$$

onde $F_{I_{agg}}$ representa a CDF da potência agregada recebida pelo nó N_H .

Quando um nó acede ao canal, utiliza o canal em média durante

$$\nu = T_D^{SU} \times (1 - P_{FA}), \quad (5.8)$$

onde $(1 - P_{FA})$ representa a probabilidade de não desperdiçar oportunidades por declarar o canal ocupado quando este está livre.

Em média, o tempo necessário para realizar uma única transmissão é dado por: $T_{carga} + T_{opp}$, onde a primeira parcela representa o tempo necessário para acumular a energia necessária (obtido através do modelo projetado no capítulo 4), e a segunda parcela representa o tempo necessário para encontrar uma oportunidade de transmissão e transmitir.

Desta forma, surge o débito do sistema dado por

$$S = \frac{T_D^{SU}(1 - P_{FA})}{T_{carga} + T_{opp}}. \quad (5.9)$$

T_{opp} é dado por

$$T_{opp} = N_T \times \frac{1}{P_{I_{N_S}} \times (1 - P_{FA}) + (1 - P_{I_{N_S}}) \times (1 - P_D)}, \quad (5.10)$$

onde o denominador $P_{I_{N_S}} \times (1 - P_{FA}) + (1 - P_{I_{N_S}}) \times (1 - P_D)$ representa o tempo gasto em média para analisar o espectro, encontrar uma oportunidade para transmitir e realizar a transmissão. A primeira parcela do denominador ($P_{I_{N_S}} \times (1 - P_{FA})$) traduz os gastos temporais devido a P_{FA} : quando se deteta corretamente o canal livre durante N_S slots. A segunda parcela do denominador ($(1 - P_{I_{N_S}}) \times (1 - P_D)$), representa os gastos temporais relacionados com P_D : quando se declara o canal livre incorretamente.

5.4 Validação e Resultados

Para confirmar-mos a precisão do modelo apresentado (5.9), realizamos a validação das probabilidade de deteção e de falso alarme (P_D e P_{FA}) utilizadas para o cálculo de T_{opp} . O tempo de carga deriva diretamente do modelo proposto da energia acumulada pelo nó N_H (4.16), que já foi validado na subsecção 4.3.3.

5.4.1 Simulações

Para esta etapa as simulações efetuadas são em tudo semelhantes às realizadas para a validação do modelo da potência agregada (3.33). Utilizando apenas estes dados é possível simular P_D e P_{FA} . Segue-se uma descrição detalhada de como este processo é realizado para P_{FA} . Para P_D , são referidas as alterações necessárias relativamente ao método utilizado para P_{FA} .

5.4.1.1 Simulação de P_{FA}

Primeiro determina-se, através de $\delta_{H_0H_1}$, qual a probabilidade de estarmos por amostra na zona de funcionamento H_0 ou H_1 . Esse valor é determinado através de $F_{Iagg}(\delta_{H_0H_1})$. $F_{Iagg}(\delta_{H_0H_1})$ representa a probabilidade de numa determinada amostra nos encontrar-mos na zona de funcionamento H_0 , esta é constante ao longo da simulação. Consequentemente $1 - F_{Iagg}(\delta_{H_0H_1})$ traduz a probabilidade de numa determinada amostra nos encontrar-mos na zona de funcionamento H_1 .

O processo de simulação inicia-se gerando um vetor de números aleatórios uniformemente distribuídos entre 0 e $F_{Iagg}(\delta_{H_0H_1})$ recorrendo à função *rand*,

$$pontos_rand = rand(n_points, 1) \times F_{Iagg}(\delta_{H_0H_1}), \quad (5.11)$$

onde $n_points = 1 \times 10^6$ corresponde à dimensão do vetor $pontos_rand$. De seguida, obtém-se a CDF dos dados simulados, e extraem-se os pontos da CDF cuja probabilidade é inferior a $F_{Iagg}(\delta_{H_0H_1})$, sendo o conjunto de pontos resultante denominado de n_pts_cdf . Por fim, é realizado um mapeamento entre o vetor $pontos_rand$ e o vetor n_pts_cdf . Assim verifica-se para cada valor do vetor $pontos_rand$ qual o índice no vetor n_pts_cdf que possui o valor mais próximo de si, recorrendo à ferramenta "histc" do MATLAB,

$$indice_sampled = histc(pontos_rand, n_pts_cdf), \quad (5.12)$$

e na variável $indice_sampled$ ficamos com os índices desejados.

Com o tratamento de dados apresentado no parágrafo anterior pretende-se extrair de uma forma aleatória n_points amostras de potência da CDF dos dados simulados, garantindo para cada amostra n extraída $CDF(n) \leq F_{Iagg}(\delta_{H_0H_1})$. Para tal, basta apenas um último passo que pretende através dos índices obtidos e guardados em $indice_sampled$ obter os valores de potência correspondentes. Este passo é bastante simples, pois basta recorrer ao vetor de domínio da CDF dos dados simulados (X_cdf) e extrair esses valores,

$$interf_sampled = X_cdf(indice_sampled). \quad (5.13)$$

No vetor $interf_sampled$ temos n_points amostras extraídas aleatoriamente da CDF dos dados simulados que se encontram todas na zona de funcionamento H_0 .

A probabilidade de falso alarme é, como já foi referido, a probabilidade de detetar o canal ocupado sabendo que este está livre $P_{FA} = Pr(Y > \gamma_{sensing} | H_0)$ (5.6). Consequentemente, no conjunto de amostras de potência que temos, $interf_sampled$, sabemos que o canal está livre. Resta finalmente determinar qual a probabilidade de detetarmos o canal ocupado com este conjunto de amostras, o que corresponderá ao valor de P_{FA} .

Para detetarmos o estado do canal é necessário realizar o processo de análise do espectro com base na energia (5.2). Desta forma, em função do número de *slots* reservados para esta fase, N_S , é efetuada a soma de N_S em N_S amostras do vetor $interf_sampled$, cujos resultados são armazenados no vetor $sensing_sample$. Cada posição de $sensing_sample$ é comparada com o limiar $\gamma_{sensing}$. Caso seja superior ao limiar o canal é declarado ocupado.

Finalmente P_{FA} é dada pelo rácio entre o número de vezes que declaramos o canal ocupado (*outcome*) e o número de vezes que analisamos o canal,

$$P_{FA} = \frac{outcome}{length(sensing_sample)}. \quad (5.14)$$

5.4.1.2 Simulação de P_D

A simulação da P_D é muito semelhante ao processo realizado para obter a simulação da P_{FA} . A probabilidade de deteção corresponde a detetar o canal ocupado sabendo que ele está efetivamente ocupado, $Pr(Y > \gamma_{sensing} | H_1)$ (5.5). Neste caso geramos um vetor de números aleatórios compreendidos entre $F_{Iagg}(\delta_{H_0H_1})$ e 1, pois queremos garantir que o

conjunto de amostras que extraímos da CDF dos dados simulados se encontram na zona de funcionamento H_1 .

Desta forma, são extraídas amostras da CDF dos dados simulados em que para cada amostra n $CDF(n) > F_{Iagg}(\delta_{H_0H_1})$, para depois se realizar o mapeamento da equação (5.12).

A análise do espectro é efetuada da mesma forma, mas pretende-se verificar se o canal está ocupado. Assim, contabilizamos novamente o número de vezes que estamos acima do limiar $\gamma_{sensing}$.

Finalmente P_D é dada, à semelhança de P_{FA} , pelo rácio entre o número de vezes que declaramos o canal ocupado (que estamos acima do limiar $\gamma_{sensing}$) pelo número de vezes que analisamos o canal,

$$P_D = \frac{outcome}{length(sensing_sample)}. \quad (5.15)$$

5.4.1.3 Tempo de carga

Relativamente ao valor utilizado para o tempo de carga (T_{carga}) este deriva diretamente do modelo da potência acumulada proposto no capítulo 4. Nesse capítulo estuda-se o tempo necessário para o nó N_H recolher energia suficiente para transmitir um pacote de dados. Agora, pretende-se usar essa informação para determinar o débito do US emissor.

Assume-se que o nó N_H atinge o limiar de bateria necessário para transmitir um pacote quando $P_C = 0.99$, logo o tempo de carga é igual ao tempo necessário para atingir $P_C = 0.99$.

5.4.2 Validação de P_D e P_{FA}

Nesta etapa pretende-se validar P_D e P_{FA} teóricas obtidas através de (5.5) e de (5.6) respetivamente, comparando-as com os resultados obtidos por simulação realizada através do método descrito na subsecção anterior. Nas figuras 5.7 e 5.8 encontram-se representadas a azul as P_{FA} (simulada e teórica) e a vermelho as P_D (simulada e teórica). Os resultados simulados são representados através do marcador 'o'. Cada figura representa um cenário diferente cujas características se podem consultar nas tabelas 5.1 e 5.2.

Tabela 5.1: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.7.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	1×10^{-4} nós/ m^2	P_{TX}	0.5W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
N_S	55	$\delta_{H_0H_1}$	1.1279 mW
τ	0.7	-	-

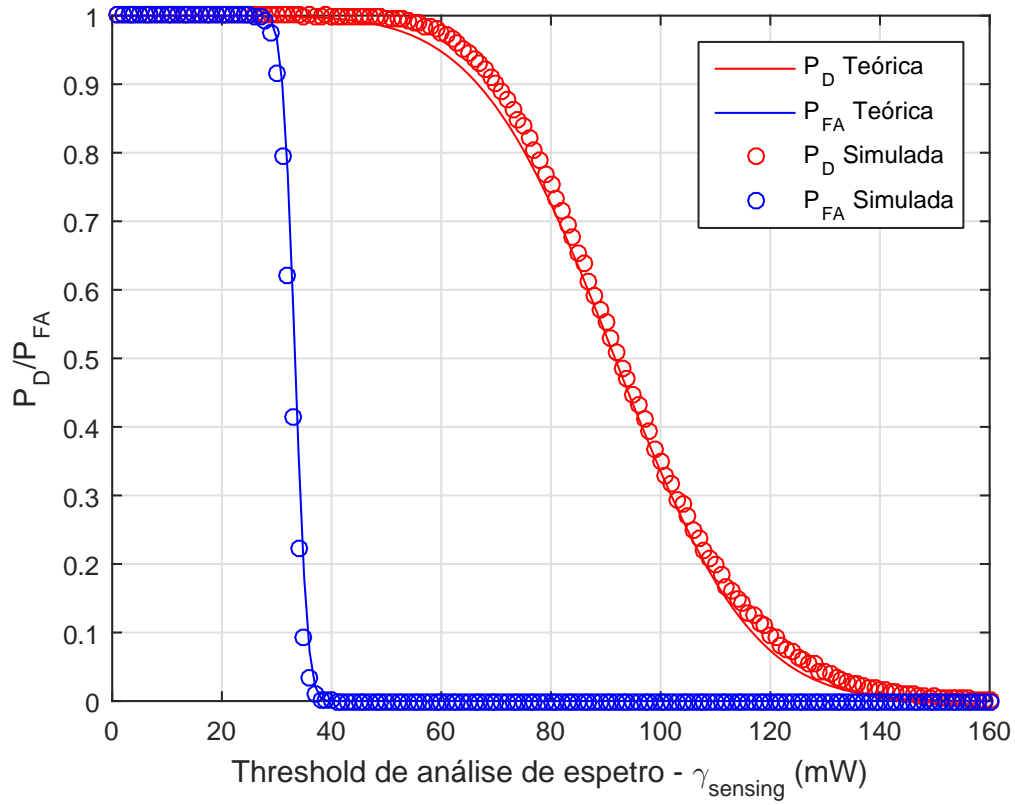


Figura 5.7: Validação das probabilidades de detecção (P_D) e falso alarme (P_{FA}) para o cenário 1.

Tabela 5.2: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.8.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	3×10^{-4} nós/ m^2	P_{TX}	0.5W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
N_S	85	$\delta_{H_0 H_1}$	2.7002 mW
τ	0.5	-	-

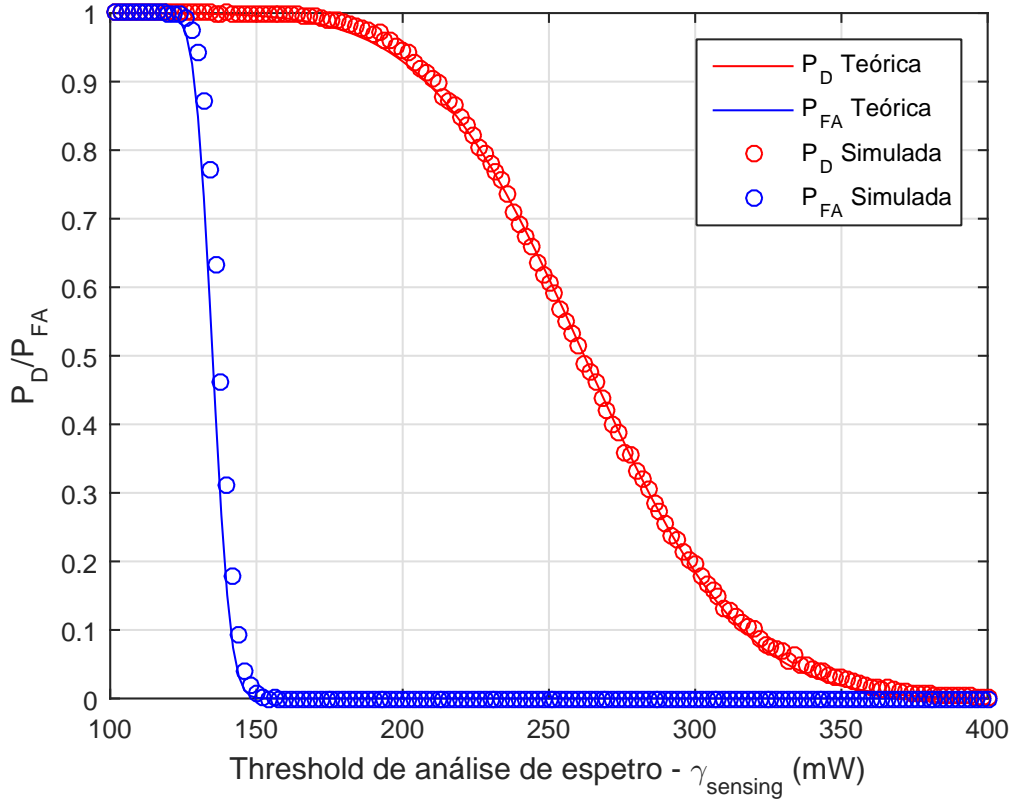


Figura 5.8: Validação das probabilidades de detecção (P_D) e falso alarme (P_{FA}) para o cenário 2.

Observando estes resultados podemos confirmar a aproximação de P_D e P_{FA} teóricas a P_D e P_{FA} simuladas, pelo que o método de cálculo de ambas, (5.5) e (5.6), se encontra validado. Estes resultados foram apresentados em função do limiar $\gamma_{sensing}$, e podemos verificar que para um dado valor de N_S e de $F_{Iagg}(\delta_{H_0H_1})$ fixos, à medida que aumentamos $\gamma_{sensing}$, P_D e P_{FA} diminuem. Este resultado é natural uma vez que a escolha de $\gamma_{sensing}$ dependerá essencialmente desses dois parâmetros, e se para um dado ponto de funcionamento aumentamos muito o valor de $\gamma_{sensing}$, este torna-se demasiado elevado para detetar corretamente o estado do canal (P_D) bem como para detetar o canal ocupado quando ele está livre (P_{FA}). Este facto justifica as probabilidades tenderem para zero. O ponto ideal de análise de espectro será um valor de $\gamma_{sensing}$ que conduz a $P_D=1$ e $P_{FA}=0$.

5.4.3 Resultados e Análise

Nesta fase pretende-se analisar que fatores influenciam o débito da rede de rádio cognitiva com recolha de energia eletromagnética. Serão apresentados resultados do débito em função de cinco parâmetros que consideramos importantes:

1. Coeficiente de pathloss (α);

2. Eficiência do processo de conversão de energia (η);
3. Probabilidade de acesso ao meio por parte das fontes dedicadas (τ);
4. Número de *slots* reservados para a análise de espectro (N_S);
5. Densidade de fontes dedicadas - Utilizadores Primários (β_I).

Cada um destes resultados é acompanhado com gráficos de barras onde se pretende ilustrar a evolução das diferentes componentes do débito (5.9), nomeadamente do numerador do débito ($numS = T_D(1 - P_{FA})$), da componente do tempo de carga do denominador ($fator_TCarg$) e da componente cognitiva ($fator_Cogn$) também do denominador. Estas componentes são definidas como

$$\begin{aligned} fator_TCarg &= \frac{T_{carga}}{denS}, \\ fator_Cogn &= \frac{T_{opp}}{denS}, \end{aligned} \quad (5.16)$$

onde $denS$ corresponde ao denominador da equação do débito (5.9).

Em todos os resultados apresentados garantiu-se as condições ideais de análise de espectro, isto é para cada resultado individual determinou-se qual o valor mínimo de *slots* N_S e correspondente limiar de *sensing* ($\gamma_{sensing}$) que garante $P_D \geq 0.99$ e $P_{FA} \leq 0.001$.

Para os resultados em que analisamos a influência de N_S no débito da rede, o método utilizado foi ligeiramente diferente mas o ponto de funcionamento $P_D \geq 0.99$ e $P_{FA} \leq 0.001$ é o mesmo. Tendo os valores de N_S fixos escolheu-se o valor de $\gamma_{sensing}$ mínimo que garantiu-se o ponto de funcionamento desejado.

Por fim em todos os resultados apresentados os pontos representados com marcador '*' são aqueles que foram efetivamente simulados, o tracejado apresentado surge apenas como auxílio para ilustrar a tendência entre cada dois valores simulados.

5.4.3.1 Análise do débito da rede em função do coeficiente de perdas de propagação

Pretende-se com os resultados apresentados na figura 5.9 analisar qual o efeito do parâmetro de propagação no débito da rede. A alteração do parâmetro α influencia por um lado o processo de carga realizado pelo nó N_H (US emissor): à medida que o valor de α aumenta estamos também a aumentar o tempo necessário para atingir o limiar de energia desejado para transmitir. Esta consequência já foi analisada e ilustrada na figura 4.8. Mas temos também um efeito contrário: valores de α superiores contribuem para a existência de menos ocupação do canal por UP (menor potência recebida), e portanto teremos mais oportunidades espectrais. Desta forma, o aumento de α poderá ter um impacto negativo ou positivo no débito da rede, dependendo de que fator: tempo de carga (denominador) ou parcela cognitiva (numerador ou denominador), tem mais influência na expressão do débito (5.9). Os parâmetros utilizados para obter estes resultados podem ser consultados na tabela 5.3.

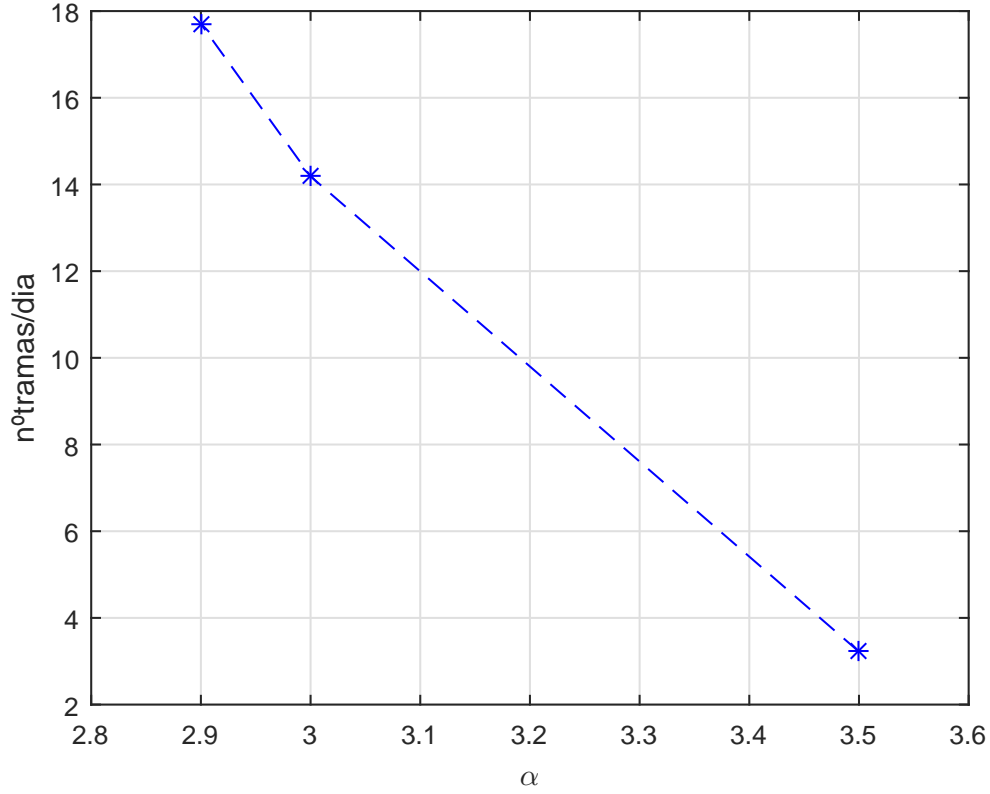


Figura 5.9: Débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética.

Tabela 5.3: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.9.

ρ	10m	R_i^l	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	4×10^{-3} nós/ m^2	P_{TX}	0.5W
α	{3.5, 3, 2.9}	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	1	γ	600 mA min
τ	0.7	T_{charge}	{368, 87, 64} min
N_S	{75, 60, 90}	$\gamma_{sensing}$	{74, 340, 715} mW
T_s	50×10^{-6} s	T_F^{SU}	21.3×10^{-3} s

Na figura 5.10 encontram-se representadas num gráfico de barras as componentes do débito em função do coeficiente de perdas de propagação. A figura 5.10(a) ilustra a contribuição da componente do tempo de carga e da componente cognitiva para o denominador do débito. Na figura 5.10(b) está representada a evolução do numerador do débito. Estes foram determinados como indicado na subsecção 5.4.3.

Observando a figura 5.10(a) conclui-se que a parcela do tempo de carga no denominador vai ganhando mais peso à medida que se aumenta α . Através da informação relativa

ao tempo de carga, apresenta na tabela 5.3, verifica-se que o seu aumento é bastante acentuado em comparação com a pequena variação sofrida por α . Para $\alpha = 3.5$ a parcela do tempo de carga corresponde praticamente à totalidade do denominador.

Relativamente ao numerador (figura 5.10(b)), este não tem um comportamento linear, mas estes resultados estão relacionados com o número de *slots* reservados para a análise de espectro. Nesta situação, em que se varia α , as pequenas alterações verificadas no numerador não têm grande influência no resultado do débito. A variação do tempo de carga acaba por ser a fonte de influência para os resultados do débito.

Analisando a figura 5.9 com o auxílio da informação presente na figura 5.10, conclui-se que à medida que o coeficiente de perdas de propagação aumenta, o débito da rede diminui devido ao aumento substancial do tempo de carga de um ponto de simulação para o outro. Consequentemente, o aumento de α tem um impacto negativo no débito da rede.

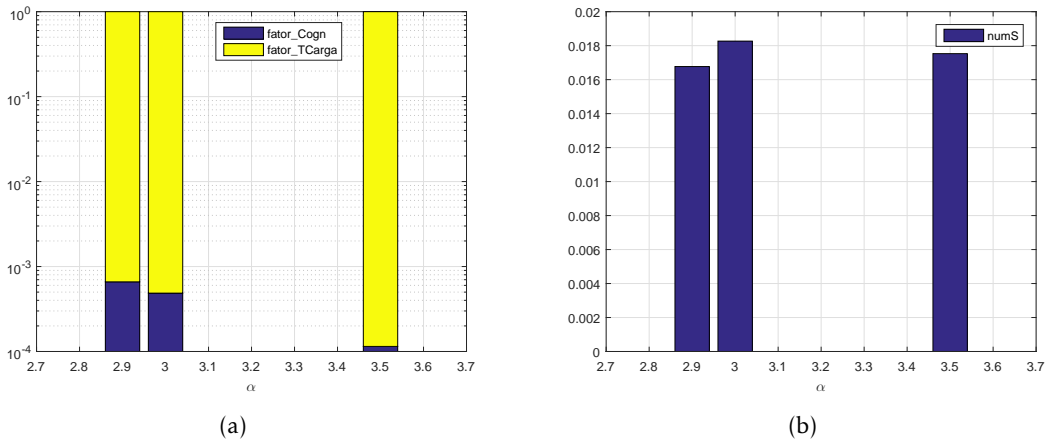


Figura 5.10: Gráficos de barras indicativos dos valores das componentes do débito em função de α : (a) componentes do denominador; (b) componentes do numerador

5.4.3.2 Análise do débito da rede em função da eficiência do processo de conversão da energia

Como já vimos no resultado anterior, o tempo de carga necessário para acumular energia suficiente para transmitir um pacote tem um impacto significativo no débito da rede. Portanto, a eficiência do processo de conversão de energia (η) é um aspeto importante a ter em conta, pois influencia o tempo de carga. O valor de η pode estar compreendido entre 0 e 1, e já verificamos que para valores de η superiores, situações em que aproveitamos mais energia do processo de conversão, o tempo necessário para atingir o limiar de energia desejado diminui (figura 4.4). Ao contrário do caso anterior, a eficiência do processo de conversão não tem qualquer impacto no comportamento cognitivo da rede. Como tal, a diminuição deste parâmetro afetará apenas negativamente o débito. Os parâmetros utilizados para obter estes resultados podem ser consultados na tabela 5.4.

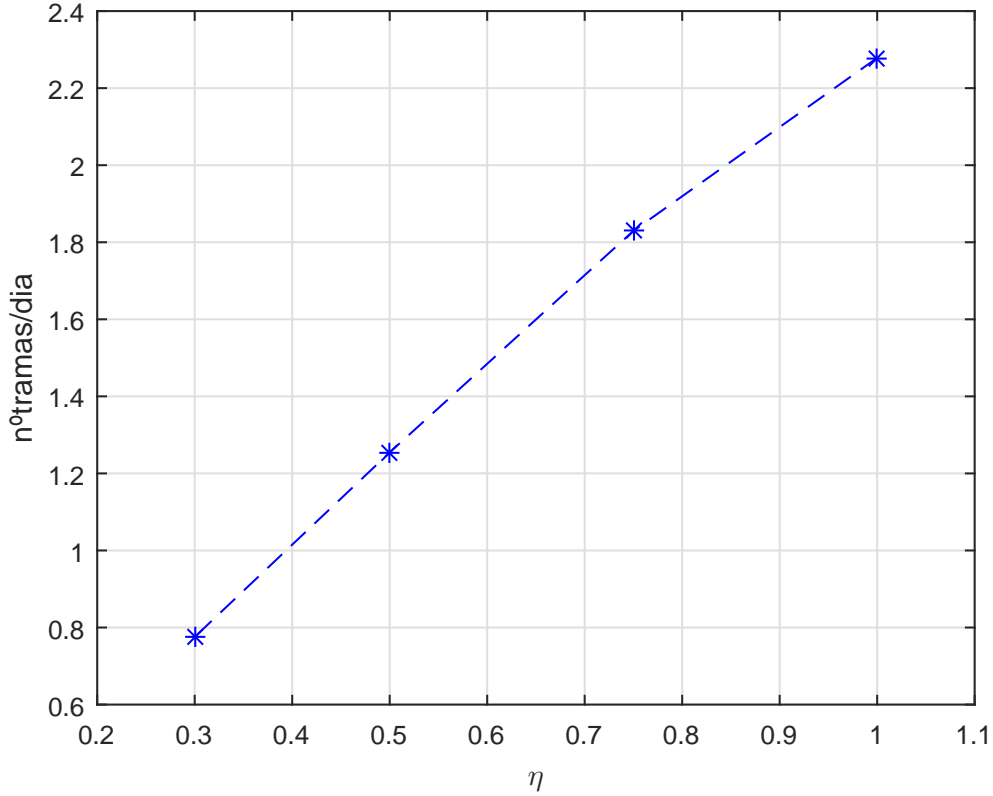


Figura 5.11: Débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética.

Tabela 5.4: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.11.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	1×10^{-4} nós/ m^2	P_{TX}	0.5W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	{1, 0.75, 0.5, 0.3}	γ	600 mA min
τ	0.7	T_{charge}	{550, 685, 999, 1616} min
N_S	55	$\gamma_{sensing}$	39 mW
T_s	50×10^{-6} s	T_F^{SU}	21.3×10^{-3} s

Na figura 5.12 apenas se encontram apresentados os valores dos componentes do denominador débito. O numerador do débito não está representado pois não sofre qualquer alteração com a variação de η (N_S é constante em todos os pontos de simulação). Conclui-se que a componente cognitiva do débito (barra azul) vai aumentando com o crescimento de η . Este aumento deve-se única e exclusivamente à diminuição do tempo de carga com o aumento da eficiência do processo de conversão de energia (aumento de η).

Observando a figura 5.11 conclui-se que o débito da rede aumenta com o aumento da eficiência do processo de conversão de energia. Com o aumento de η o tempo de carga diminui o que resulta no aumento do débito.

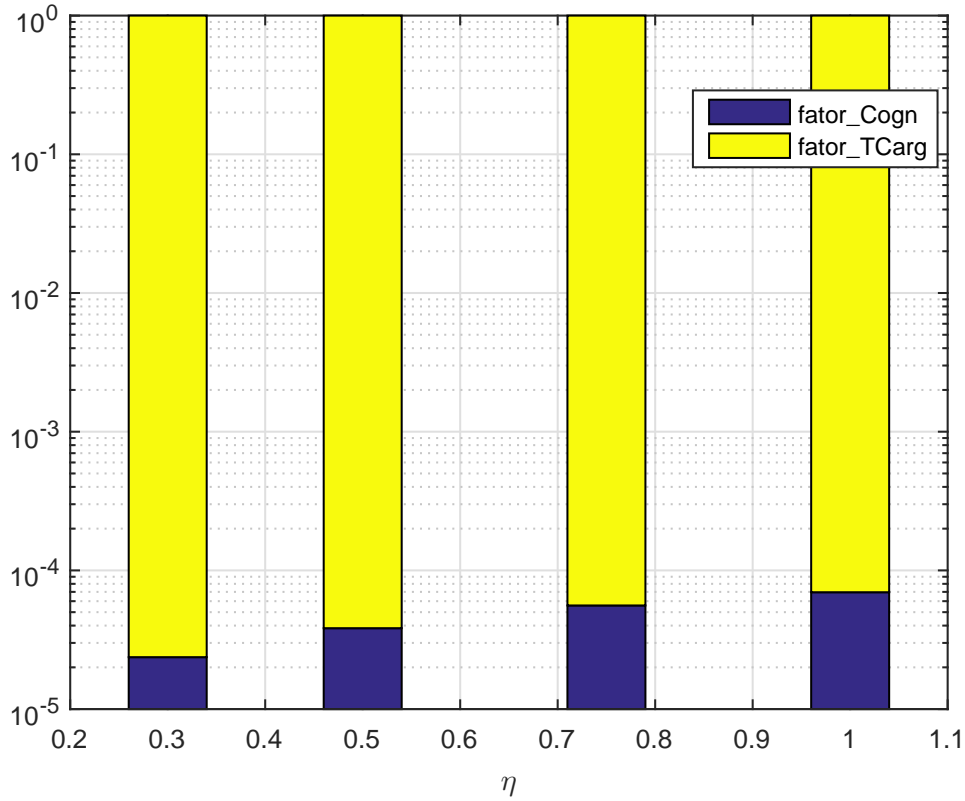


Figura 5.12: Gráficos de barras indicativos dos valores das componentes do denominador do débito em função de η .

5.4.3.3 Análise do débito da rede em função da probabilidade de acesso ao meio dos UP

A probabilidade de acesso ao meio (τ) por parte das fontes dedicadas (UP) tem também uma influência considerável no débito da rede. Na figura 5.13 está representado o débito da rede em função desse mesmo parâmetro. No capítulo anterior, nomeadamente na figura 4.6 verificámos a influência de τ no tempo de carga: quanto maior o seu valor, menos tempo é necessário para adquirir energia suficiente e, portanto, neste aspeto a subida de τ é positiva para o débito. No entanto, e à semelhança do resultado do débito obtido em função de α , temos um segundo efeito relacionado com a análise de espetro: quanto maior for a probabilidade dos UP acederem ao espetro (valor de τ superior) menos oportunidades espectrais terá o US para aceder ao meio. Os parâmetros utilizados para obter estes resultados podem ser consultados na tabela 5.5.

Tabela 5.5: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.13.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	3×10^{-4} nós/ m^2	P_{TX}	0.5W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	1	γ	600 mA min
τ	{0.9, 0.7, 0.5, 0.3}	T_{charge}	{137, 176, 246, 409} min
N_S	{140, 105, 85, 76,}	$\gamma_{sensing}$	{486, 272, 150, 72} mW
T_s	50×10^{-6} s	T_F^{SU}	21.3×10^{-3} s

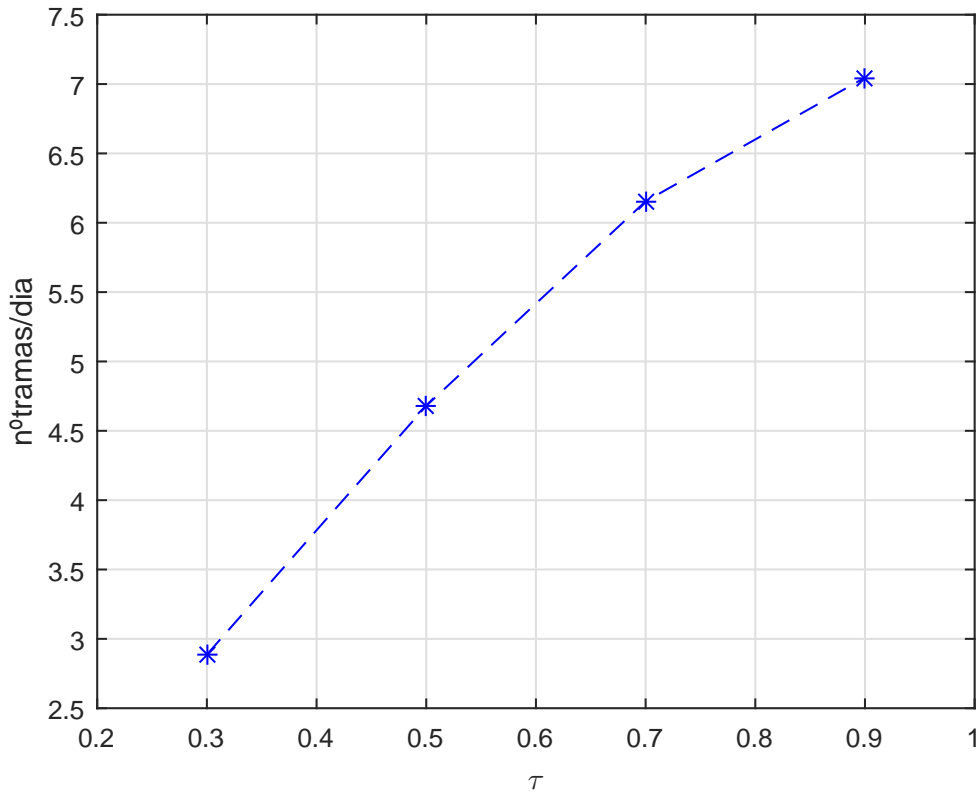


Figura 5.13: Débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética.

Na figura 5.14 encontram-se representadas as componentes do denominador (figura 5.14(a)), nomeadamente a componente do tempo de carga ($fator_TCarg$) e a componente cognitiva ($fator_Cogn$), e o numerador (figura 5.14(b)).

Observando a figura 5.14(a) verifica-se que o peso da componente cognitiva do denominador ($fator_Cogn$) aumenta. Isto deve-se novamente, à semelhança do caso anterior, à diminuição do tempo de carga com o aumento da probabilidade de acesso ao meio (τ) por parte dos UP (fontes dedicadas).

Relativamente à evolução do numerador do débito, representada na figura 5.14(b), verificamos que com o aumento de τ o tempo disponível para transmitir (T_D^{SU}) vai diminuindo. À medida que τ aumenta é necessário reservar mais *slots* N_S para garantir as condições admitidas como ótimas para análise de espetro ($P_D \geq 0.99$ e $P_{FA} \leq 0.001$). Consequentemente, sobram menos *slots* para transmitir ($N_T - N_S$).

Analisando os resultados da figura 5.13, verifica-se que o débito aumenta com o aumento de τ , o que indica que a contribuição positiva da diminuição do tempo de carga ultrapassa a contribuição negativa da diminuição do tempo disponível para transmitir (T_D^{SU}) com o aumento de τ . Adicionalmente, o declive da reta a tracejado vai diminuindo, o que indica que com o aumento de τ a diminuição de T_D^{SU} vai tendo mais impacto.

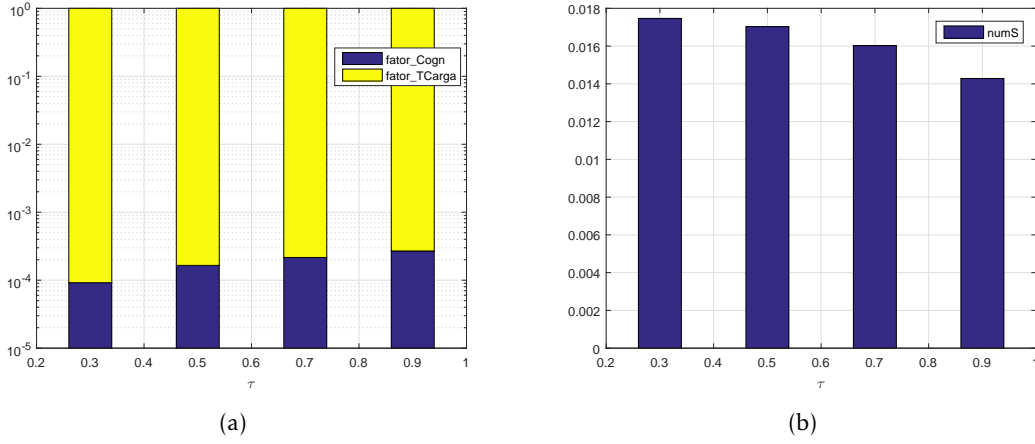


Figura 5.14: Gráficos de barras indicativos dos valores das componentes do débito em função de τ : (a) componentes do denominador; (b) componentes do numerador

5.4.3.4 Análise do débito da rede em função do número de *slots* reservados para análise de espetro

Nesta etapa pretende-se analisar qual o efeito do tempo despendido para a análise de espetro (número de *slots* - N_S) no débito da rede. Na figura 5.15 encontra-se representado o débito da rede em função do numero de *slots* N_S reservados. É importante referir que este parâmetro, N_S , apenas terá influência na componente de análise de espetro. O tempo de carga não é influenciado e portanto é igual em todos os pontos de simulação apresentados. Os parâmetros utilizados para obter estes resultados podem ser consultados na tabela 5.6.

Na figura 5.16 estão representadas as diferentes componentes do débito em função de N_S . Novamente na figura 5.16(a) encontram-se representadas as componentes do denominador do débito, *fator_TCarg* a amarelo e *fator_Cogn* a azul. Na figura 5.16(b) à semelhança dos casos anteriores está representado o denominador do débito para os diferentes valores de N_S .

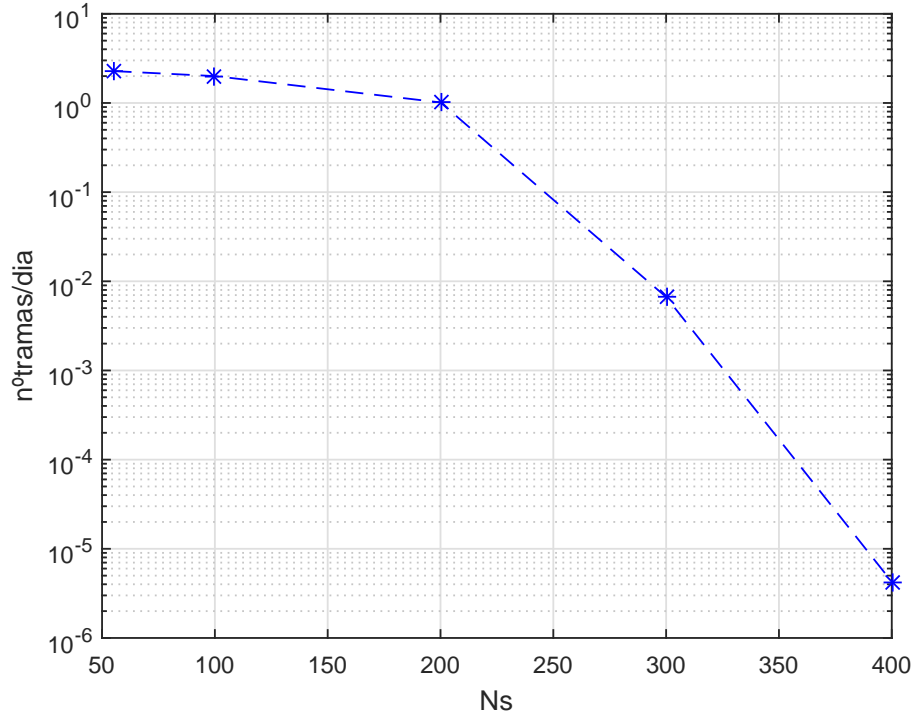


Figura 5.15: Débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética.

Tabela 5.6: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.15.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	1×10^{-4} nós/ m^2	P_{TX}	0.5W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	1	γ	600 mA min
τ	0.7	T_{charge}	550 min
N_S	{400, 300, 200, 100}	$\gamma_{sensing}$	{256, 194, 131, 69} mW
T_s	50×10^{-6} s	T_F^{SU}	21.3×10^{-3} s

Relativamente às componentes do denominador (figura 5.16(a)) verifica-se que com o aumento de N_S a componente do tempo de carga vai perdendo peso e consequentemente a componente cognitiva vai ganhando terreno. Com o aumento de N_S o tempo de carga não varia, pois este em nada influencia o processo de recolha de energia por parte do nó N_H . Desta forma, o tempo de carga é o mesmo para todos os pontos simulados. Assim a componente cognitiva aumenta, pois o aumento de N_S diminui $P_{I_{N_S}}$ (5.7), o que por sua vez contribui para o aumento de $fator_Cogn$.

Relativamente à evolução do numerador, figura 5.16(b), à medida que reservamos mais *slots* para a análise de espectro (maior N_S), menos *slots* ficam disponíveis para transmitir

$(N_T - N_S)$ e portanto o numerado diminui com o aumento de N_S .

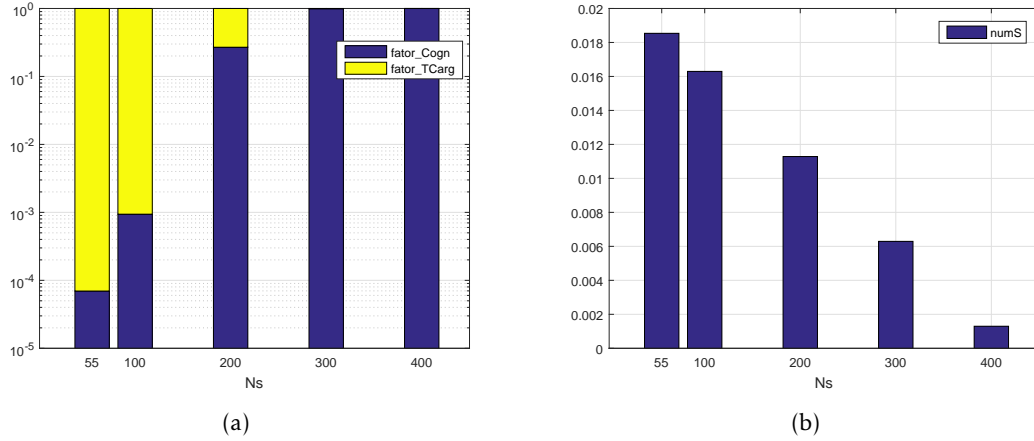


Figura 5.16: Gráficos de barras indicativos dos valores das componentes do débito em função de N_S : (a) componentes do denominador; (b) componentes do numerador

Analisando a figura 5.15 verifica-se que à medida que N_S aumenta o débito diminui o que é natural, pois estamos a diminuir o tempo disponível para transmitir. Estes resultados são em grande parte influência dos resultados apresentados na figura 5.16(b).

5.4.3.5 Análise do débito da rede em função da densidade de UP / fontes dedicadas

Na figura 5.17 encontra-se representado o débito da rede (5.9) em função da densidade de nós emissores de energia (β_l), isto é de UP. O aumento da densidade de nós emissores de energia contribuirá para a diminuição do tempo de carga, como já verificamos na figura 4.5. Mas, por outro, lado iremos ter o espectro ocupado com mais frequência pelos UP. Logo, teremos menos oportunidades espectrais, o que contribuirá negativamente para o débito da rede. Estamos perante dois efeitos: um favorável ao débito da rede e outro não. Os parâmetros utilizados para obter estes resultados podem ser consultados na tabela 5.7.

Tabela 5.7: Parâmetros adotados na simulação/resultados da figura 5.17.

ρ	10m	R_i^1	10m
L	40	R_O^L	410m
β_l	$\{6, 5.5, 5, 4, 3, 2, 1\} \times 10^{-4}$ nós/ m^2	P_{TX}	0.5W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	1	γ	600 mA min
τ	0.7	T_{charge}	$\{88, 96, 106, 132, 176, 263, 550\}$ min
N_S	$\{480, 340, 250, 160, 100, 70, 55\}$	$\gamma_{sensing}$	$\{2700, 1734, 1154, 574, 260, 114, 39\}$ mW
T_s	50×10^{-6} s	T_F^{SU}	25×10^{-3} s

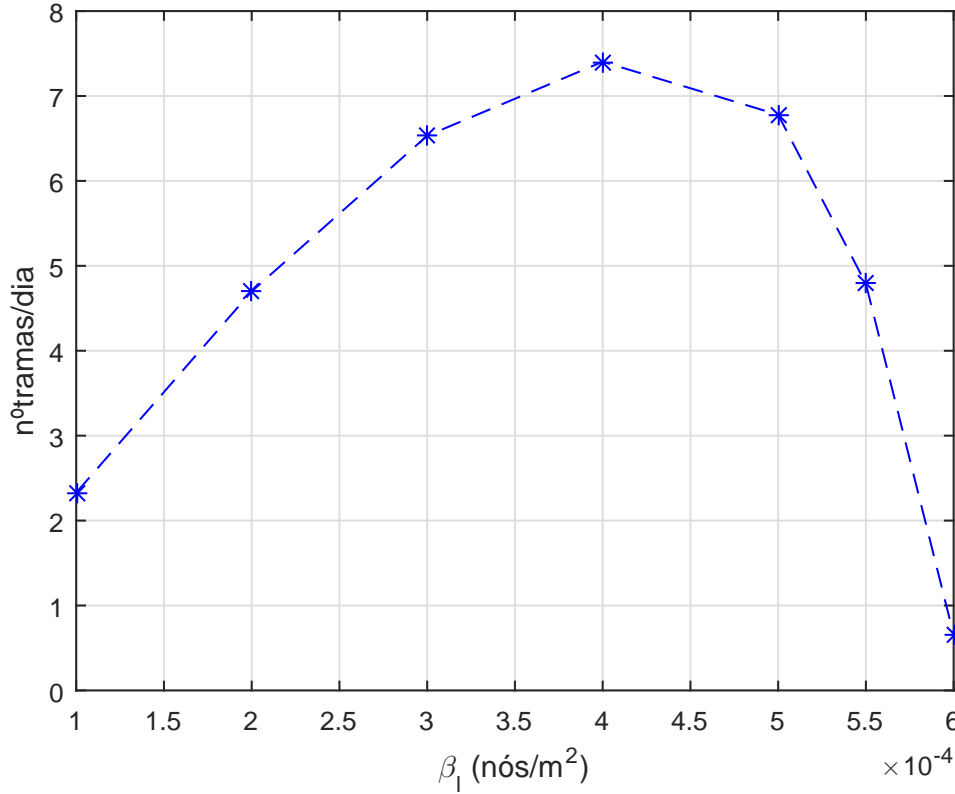


Figura 5.17: Débito da rede de rádio cognitivo com recolha de energia eletromagnética.

Na figura 5.18 encontram-se representadas as componentes do denominador do débito (figura 5.18(a)) e do numerador (figura 5.18(b)).

Na figura 5.18(a) é possível observar que o peso da parte cognitiva (*fator_Cogn* - barra azul) do denominador vai aumentando e que consequentemente o peso do tempo de carga (*fator_TCarg* - barra amarela) diminui, à medida que a densidade de UP aumenta. Com o aumento de β_I são necessários mais *slots* para análise de espectro, isto é, mais N_S . Com o aumento de N_S o valor de T_{opp} aumenta. Este efeito aliado à diminuição do tempo de carga (com o aumento de β_I) traduz-se no crescimento da barra azul, isto é, a parte cognitiva do denominador 'ganha' mais peso.

Na figura 5.18(b) está representada a evolução do numerador do débito (*numS*) com o aumento de β_I . É possível concluir que o tempo de acesso ao meio para transmitir (T_D^{SU}) vai diminuindo com o aumento de β_I . Este efeito está diretamente relacionado com o número de *slots* reservados para análise de espectro (N_S), quanto mais utilizadores primários existirem (β_I maior), maior será a ocupação de espectro e portanto é necessário analisar o meio durante mais tempo (mais *slots* N_S) restando menos tempo para transmitir (T_D^{SU}).

Observando a figura 5.17 verificamos que inicialmente ($\beta_I \in \{1, 2, 3, 4\} \times 10^{-4}$ nós/m²) o débito cresce com o aumento de β_I , o que se deve à diminuição do tempo de carga.

No entanto, o débito vai crescendo cada vez menos, algo que se pode observar através do declive da linha tracejada. Esta atenuação no aumento do débito está relacionado com a parcela do denominador que vai diminuindo cada vez mais. A partir de $\beta_l = 4 \times 10^{-4}$ nós/ m^2 a contribuição negativa do numerador ultrapassa a contribuição positiva do tempo de carga e verifica-se um decréscimo do débito que se intensifica.

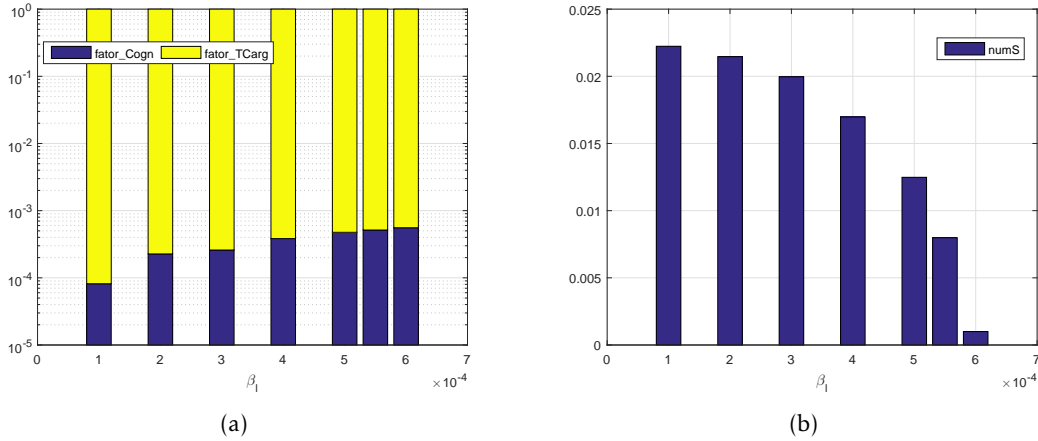


Figura 5.18: Gráficos de barras indicativos dos valores das componentes do débito em função de β_l : (a) componentes do denominador; (b) componentes do numerador

Para terminar é possível identificar nos resultados apresentados na figura 5.17 uma zona ótima de funcionamento. Para $\beta_l = 4 \times 10^{-4}$ nós/ m^2 o débito atinge o seu máximo: cerca de 7.5 tramas por dia. Estes resultados podem ser utilizados na otimização do protocolo utilizado. Desta forma, o modelo é particularmente útil pois permite identificar zonas ótimas de funcionamento, que permitem obter o melhor desempenho possível do sistema em causa.

CONCLUSÕES

Este trabalho apresenta uma caracterização da potência recebida por um nó cognitivo que realiza recolha de energia, bem como da energia acumulada por este durante um determinado período de tempo. É estudada a capacidade de transmissão do nó de rádio cognitivo em função da energia armazenada na sua bateria. Para terminar é proposto um modelo para o débito do sistema considerado, onde se analisa o seu desempenho em função de parâmetros relacionados com efeitos de propagação ou com características inerentes ao funcionamento dos UP.

6.1 Considerações Finais

Após um processo de pesquisa relacionado com caracterização de propagação de ondas eletromagnéticas, analisou-se a potência recebida pelo nó cognitivo que realiza recolha de energia eletromagnética. Neste estudo foram tidos em consideração os principais efeitos de propagação (perdas de propagação, desvanecimento lento e rápido). O cenário considerado encontra-se dividido em L anéis. O nó cognitivo (N_H) que recolhe energia encontra-se no centro do cenário. Começa-se por caracterizar a potência, recebida por N_H , proveniente de um único anel l e termina-se com a caracterização da distribuição da potência agregada (proveniente dos L anéis). Ainda no capítulo 3 demonstra-se a utilidade do modelo concebido quando se utilizam métodos de estimação em tempo real para a potência agregada. O modelo proposto para a potência agregada permite, no capítulo 4, caracterizar a probabilidade de o nó N_H transmitir um pacote. Esta probabilidade de transmissão está associada à energia acumulada pelo nó N_H num determinado intervalo de tempo. É proposto um novo modelo que, em função da potência agregada recebida pelo nó N_H e de um determinado limiar (γ) de carga de bateria (necessário para realizar uma transmissão), nos indica qual a probabilidade de o nó N_H transmitir um pacote num

dado intervalo de tempo nt . No capítulo 5 foi deduzido um modelo para um utilizador secundário de uma rede de rádio cognitivo que realiza recolha de energia. Neste modelo de débito é incorporado o modelo de probabilidade de transmissão proposto no capítulo 4. O débito depende de dois fatores importantes: oportunidades espectrais e energia acumulada. É estudada e analisada a influência de diversos parâmetros no débito, onde se analisou o impacto da análise de espectro e do tempo de carga. Por fim identificou-se um ponto ótimo de funcionamento para o débito da rede de cerca de 7.5 tramas/dia para uma densidade de nós transmissores (UP) igual a 4 nós/m².

6.2 Trabalho Futuro

Relativamente à análise realizada para a caracterização da potência agregada recebida pelo nó N_H , este trabalho considera que a potência transmitida por todos os UP (fontes dedicadas) sofre o mesmo efeito de perda de propagação (α). Seria apropriado incluir uma análise da potência recebida que distinguísse individualmente o efeito de perda de propagação associado a cada UP (fonte dedicada).

Já ao nível do débito da rede, o modelo proposto considera apenas o débito 'visto' do US emissor. No entanto, seria interessante analisar o débito útil da rede, isto é contabilizar como débito apenas os dados recebidos com sucesso pelo utilizador secundário emissor. Desta forma, propõe-se um melhoramento ao modelo de débito proposto que permitiria analisar o débito útil da rede (débito 'visto' do US recetor).

Para terminar, nesta dissertação realizou-se a análise da influência de certos parâmetros no desempenho do débito da rede. A realização de um estudo de otimização de parâmetros, com o objetivo de identificar pontos ótimos de funcionamento do débito da rede, seria uma mais-valia. Desta forma seria possível perceber que condições seriam necessárias para maximizar o débito do sistema.

BIBLIOGRAFIA

- [1] A. Abdi e M. Kaveh. “On the utility of gamma PDF in modeling shadow fading (slow fading)”. Em: *IEEE 1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference*. Vol. 3. 1999. ISBN: 0-7803-5565-2. DOI: [10.1109/vetec.1999.778479](https://doi.org/10.1109/vetec.1999.778479).
- [2] M. Abramowitz e I. Stegun. Em: *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, New York: Dover (1965).
- [3] I. F. Akyildiz, W.-Y. Lee, M. C. Vuran e S. Mohanty. “NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey”. Em: *Computer Networks* 50.13 (2006), pp. 2127–2159. ISSN: 13891286. DOI: [10.1016/j.comnet.2006.05.001](https://doi.org/10.1016/j.comnet.2006.05.001). URL: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=1162469.1162470>.
- [4] S. Al-Ahmadi e H. Yanikomeroglu. “On the approximation of the generalized-K distribution by a gamma distribution for modeling composite fading channels”. Em: *Wireless Communications, IEEE Transactions on* 9.2 (2010), pp. 706–713. ISSN: 1536-1276. DOI: [10.1109/TWC.2010.02.081266](https://doi.org/10.1109/TWC.2010.02.081266).
- [5] L. S. Cardoso, M. Debbah, P. Bianchi e J. Najim. “Cooperative spectrum sensing using random matrix theory”. English. Em: *Proc. 3rd International Symposium on Wireless Pervasive Computing*. IEEE, 2008, pp. 334–338. ISBN: 978-1-4244-1652-3. DOI: [10.1109/ISWPC.2008.4556225](https://doi.org/10.1109/ISWPC.2008.4556225). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/articleDetails.jsp?arnumber=4556225>.
- [6] C. Cordeiro e K. Challapali. “C-MAC: A Cognitive MAC Protocol for Multi-Channel Wireless Networks”. Em: *2007 2nd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*. IEEE, 2007, pp. 147–157. ISBN: 1-4244-0663-3. DOI: [10.1109/DYSPAN.2007.27](https://doi.org/10.1109/DYSPAN.2007.27). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4221489>.
- [7] Z. Eu, W. Seah e H. Tan. “A study of MAC schemes for wireless sensor networks powered by ambient energy harvesting”. Em: *Proceedings of the 4th Annual International ...* (2008). URL: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=1554224>.
- [8] K. Ghaboosi, M. Latva-aho e Y. Xiao. “A Distributed Multi-channel Cognitive MAC Protocol for IEEE 802.11s Wireless Mesh Networks”. Em: *2008 3rd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom 2008)*. IEEE, 2008, pp. 1–8. ISBN: 978-1-4244-2301-9. DOI:

- 10.1109/CROWNCOM.2008.4562477. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4562477>.
- [9] J. A. Greenwood, J. M. Landwehr, N. C. Matalas e J. R. Wallis. "Probability weighted moments: definition and relation to parameters of several distributions expressible in inverse form". Em: *Water Resources Research* 15.5 (1979), pp. 1049–1054.
- [10] M. Haenggi e R. Ganti. *Interference in large wireless networks*. Now Publishers Inc, 2009.
- [11] Y. He, X. Cheng, W. Peng e G. L. Stuber. "A survey of energy harvesting communications: models and offline optimal policies". Em: *IEEE Communications Magazine* 53.6 (2015), pp. 79–85. ISSN: 0163-6804. DOI: 10.1109/MCOM.2015.7120021. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7120021>.
- [12] J. Hosking, J. R. Wallis e E. F. Wood. "Estimation of the generalized extreme-value distribution by the method of probability-weighted moments". Em: *Technometrics* 27.3 (1985), pp. 251–261.
- [13] W. Hu, D. Willkomm, M. Abusubaih, J. Gross, G. Vrantis, M. Gerla e A. Wolisz. "COGNITIVE RADIOS FOR DYNAMIC SPECTRUM ACCESS - Dynamic Frequency Hopping Communities for Efficient IEEE 802.22 Operation". Em: *IEEE Communications Magazine* 45.5 (2007), pp. 80–87. ISSN: 0163-6804. DOI: 10.1109/MCOM.2007.358853. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4197719>.
- [14] J. J. S. S. Kalamkar e A. Banerjee. "Energy Harvesting Cognitive Radio With Channel-Aware Sensing Strategy". English. Em: *IEEE Communications Letters* 18.7 (2014), pp. 1171–1174. ISSN: 1089-7798. DOI: 10.1109/LCOMM.2014.2323240. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/articleDetails.jsp?arnumber=6814804>.
- [15] J. Jia, Q. Zhang e X. Shen. "HC-MAC: A Hardware-Constrained Cognitive MAC for Efficient Spectrum Management". Em: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 26.1 (2008), pp. 106–117. ISSN: 0733-8716. DOI: 10.1109/JSAC.2008.080110. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4413144>.
- [16] N. L. Johnson, S. Kotz e N. Balakrishnan. *Continuous Univariate Distributions*. 2nd. Vol. 1. Wiley, 1994.
- [17] N. Johnson, S. Kotz e N. Balakrishnan. "Continuous Univariate Distributions, vol. 1". Em: (1994).

- [18] P. Kamalinejad, C. Mahapatra, Z. Sheng, S. Mirabbasi, V. C. M. Leung e Y. L. Guan. “Wireless energy harvesting for the Internet of Things”. Em: *IEEE Communications Magazine* 53.6 (2015), pp. 102–108. ISSN: 0163-6804. DOI: 10.1109/MCOM.2015.7120024. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7120024>.
- [19] Y. R. Kondareddy e P. Agrawal. “Synchronized MAC Protocol For Multi-Hop Cognitive Radio Networks”. Em: *2008 IEEE International Conference on Communications*. IEEE, 2008, pp. 3198–3202. ISBN: 978-1-4244-2075-9. DOI: 10.1109/ICC.2008.602. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4533638>.
- [20] J. M. Landwehr, N. Matalas e J. Wallis. “Probability weighted moments compared with some traditional techniques in estimating Gumbel parameters and quantiles”. Em: *Water Resources Research* 15.5 (1979), pp. 1055–1064.
- [21] Y. C. Liang, K. C. Chen, G. Y. Li e P. Mähönen. “Cognitive radio networking and communications: An overview”. Em: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 60.7 (2011), pp. 3386–3407. ISSN: 00189545. DOI: 10.1109/TVT.2011.2158673. arXiv: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs/all.jsp?arnumber=5783948> [http:].
- [22] H.-I. Liu, W.-J. He e W. K. G. Seah. “LEB-MAC: Load and Energy Balancing MAC Protocol for Energy Harvesting Powered Wireless Sensor Networks”. Em: *Proceedings of the 20th IEEE International Conference on Parallel and Distributed Systems* (2014), pp. 584 –591. ISSN: 15219097. DOI: 10.1109/PADSW.2014.7097857. URL: [http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7097857&punumber=7092978&filter=AND\(p{IS{Number:7097773}}&pageNumber=4](http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7097857&punumber=7092978&filter=AND(p{IS{Number:7097773}}&pageNumber=4).
- [23] X. Lu, P. Wang, D. Niyato e E. Hossain. “Dynamic spectrum access in cognitive radio networks with RF energy harvesting”. Em: *IEEE Wireless Communications* 21.3 (2014), pp. 102–110. ISSN: 1536-1284. DOI: 10.1109/MWC.2014.6845054. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6845054>.
- [24] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim e Z. Han. “Wireless Networks With RF Energy Harvesting: A Contemporary Survey”. Em: *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 17.2 (2015), pp. 757–789. ISSN: 1553-877X. DOI: 10.1109/COMST.2014.2368999. arXiv: arXiv : 1406 . 6470v4. URL: <http://arxiv.org/abs/1406.6470><http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6951347>.
- [25] J. Ma, G. Zhao e Y. Li. “Soft Combination and Detection for Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks”. English. Em: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 7.11 (2008), pp. 4502–4507. ISSN: 1536-1276. DOI: 10.1109/T-

- WC.2008.070941. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/articleDetails.jsp?arnumber=4686831>.
- [26] L. Ma, X. Han e C.-C. Shen. “Dynamic open spectrum sharing MAC protocol for wireless ad hoc networks”. English. Em: *First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005*. IEEE, pp. 203–213. ISBN: 1-4244-0013-9. DOI: 10.1109/DYSPAN.2005.1542636. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/articleDetails.jsp?arnumber=1542636>.
- [27] A. M. Mathai. “Storage capacity of a dam with gamma type inputs”. Em: *Annals of the Institute of Statistical Mathematics* 34.1 (1982), pp. 591–597.
- [28] L. Mohjazi, M. Dianati, G. K. Karagiannidis, S. Muhaidat e M. Al-Qutayri. “RF-powered cognitive radio networks: technical challenges and limitations”. Em: *IEEE Communications Magazine* 53.4 (2015), pp. 94–100. ISSN: 0163-6804. DOI: 10.1109/MCOM.2015.7081081. arXiv: arXiv:1502.07063v1. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7081081>.
- [29] P. G. Moschopoulos. “The distribution of the sum of independent gamma random variables”. Em: *Annals of the Institute of Statistical Mathematics* 37.1 (1985), pp. 541–544.
- [30] O. Ozel, K. Tutuncuoglu, S. Ulukus e A. Yener. “Fundamental limits of energy harvesting communications”. Em: *IEEE Communications Magazine* 53.4 (2015), pp. 126–132. ISSN: 0163-6804. DOI: 10.1109/MCOM.2015.7081085. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7081085>.
- [31] A. Papoulis e S. U. Pillai. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, 4th Edition*. Mc-Graw Hill, 2001.
- [32] E. Peh. “Sensing-Throughput Tradeoff for Cognitive Radio Networks”. English. Em: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 7.4 (2008), pp. 1326–1337. ISSN: 1536-1276. DOI: 10.1109/TWC.2008.060869. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/articleDetails.jsp?arnumber=4489760>.
- [33] Z. Quan, S. Cui e A. H. Sayed. “Optimal Linear Cooperation for Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks”. Em: *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing* 2.1 (2008), pp. 28–40. ISSN: 1932-4553. DOI: 10.1109/JSTSP.2007.914882. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4453893>.
- [34] H. Su e X. Zhang. “Cross-Layer Based Opportunistic MAC Protocols for QoS Provisionings Over Cognitive Radio Wireless Networks”. Em: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 26.1 (2008), pp. 118–129. ISSN: 0733-8716. DOI: 10.1109/JSAC.2008.080111. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4413145>.

-
- [35] S. Sudevalayam e P. Kulkarni. "Energy Harvesting Sensor Nodes: Survey and Implications". Em: *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 13.3 (2011), pp. 443–461. ISSN: 1553-877X. DOI: [10.1109/SURV.2011.060710.00094](https://doi.org/10.1109/SURV.2011.060710.00094). arXiv: [arXiv: 0811.0273v1](https://arxiv.org/abs/0811.0273v1). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5522465>.
 - [36] A. Sultan. "Sensing and Transmit Energy Optimization for an Energy Harvesting Cognitive Radio". Em: *IEEE Wireless Communications Letters* 1.5 (2012), pp. 500–503. ISSN: 2162-2337. DOI: [10.1109/WCL.2012.071612.120304](https://doi.org/10.1109/WCL.2012.071612.120304). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6243120>.
 - [37] P. Tamilarasi e B. Lavenya. "Energy and throughput enhancement in wireless powered communication networks using RF-MAC and CSMA". Em: *2015 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIIECS)*. IEEE, 2015, pp. 1–4. ISBN: 978-1-4799-6817-6. DOI: [10.1109/ICIIECS.2015.7192862](https://doi.org/10.1109/ICIIECS.2015.7192862). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=7192862>.
 - [38] H. Tang. "Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems". Em: *Proc. IEEE DySPAN 2005*. 2005, pp. 151–159.
 - [39] C. R. Valenta e G. D. Durgin. "Harvesting wireless power: Survey of energy-harvester conversion efficiency in far-field, wireless power transfer systems". Em: *IEEE Microwave Magazine* 15.4 (2014), pp. 108–120. ISSN: 15273342. DOI: [10.1109/MMM.2014.2309499](https://doi.org/10.1109/MMM.2014.2309499). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6810996>.
 - [40] B. Wang e K. J. R. Liu. "Advances in Cognitive Radio Networks: A Survey". Em: *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing* 5.1 (2011), pp. 5–23. ISSN: 1932-4553. DOI: [10.1109/JSTSP.2010.2093210](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2010.2093210).
 - [41] Y. Xiao e F. Hu. *Cognitive radio networks*. CRC press, 2008. ISBN: 1536-1276 VO - 12. DOI: [10.1109/TWC.2013.072613.130323](https://doi.org/10.1109/TWC.2013.072613.130323). arXiv: [1302.4793](https://arxiv.org/abs/1302.4793). URL: <http://arxiv.org/abs/1302.4793>[http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs/_all.jsp?arnumber=4644051&\backslash\\$nhhttp://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs/_all.jsp?arnumber=6575083](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs/_all.jsp?arnumber=4644051&\backslash$nhhttp://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs/_all.jsp?arnumber=6575083).
 - [42] Xuemin Gao, Wenjun Xu, Shengyu Li e Jiaru Lin. "An online energy allocation strategy for energy harvesting cognitive radio systems". Em: *2013 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*. IEEE, 2013, pp. 1–5. ISBN: 978-1-4799-0308-5. DOI: [10.1109/WCSP.2013.6677085](https://doi.org/10.1109/WCSP.2013.6677085). URL: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6677085>.
 - [43] Y. Zeng, Y.-C. Liang, A. Hoang e R. Zhang. "A Review on Spectrum Sensing for Cognitive Radio: Challenges and Solutions". Em: *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing* 2010.1 (2010), p. 381465. ISSN: 1687-6180. DOI: [10.1155/2010/381465](https://doi.org/10.1155/2010/381465). URL: <http://asp.eurasipjournals.com/content/2010/1/381465/>

BIBLIOGRAFIA

abstract\$\backslash\$http://asp.eurasipjournals.com/content/2010/1/
381465\$\backslash\$http://asp.eurasipjournals.com/content/pdf/1687-
6180-2010-381465.pdf.

A P Ê N D I C E



ANEXOS

Modeling Energy Availability in RF Energy Harvesting Networks

Daniela Oliveira¹, Rodolfo Oliveira^{1,2},

¹CTS, UNINOVA, Dep. de Eng. Electrotécnica, Faculdade de Ciências e Tecnologia, FCT,

Universidade Nova de Lisboa, 2829-516 Caparica, Portugal

²IT, Instituto de Telecomunicações, Portugal

Abstract—In a Radio Frequency (RF) Energy Harvesting Network (RF-EHN) the nodes have the capability of converting received electromagnetic RF signals in energy. Traditionally, the RF signals are provided by high power transmitters operating in the neighborhood of the harvesters. Admitting that the transmitters are spatially distributed according to a spatial Poisson process, we start by characterizing the distribution of the RF power received by an energy harvester node. Considering path loss and fading effects, we provide a theoretical approximation for the distribution of the received RF power. Using the distribution of the received RF power, we derive the probability of a node having enough energy to transmit a packet after a given amount of battery charging time. The numerical results obtained with the proposed analysis are close to the ones obtained through simulation, which confirms the accuracy of the proposed analysis.

Keywords: RF Energy Harvesting, Performance Analysis, Stochastic Modeling.

I. INTRODUCTION

The nodes forming a Radio Frequency (RF) Energy Harvesting Network (RF-EHN) have the capability of converting received electromagnetic RF signals in energy. In this work we are particularly focused on the characterization of the RF power received by each harvester and its impact in terms of the probability of accumulating enough energy to transmit a packet. Considering that the sources of high power RF signals (e.g. base stations) are distributed according to a spatial Poisson process, we characterize the distribution of the received RF power from the multiple transmitters. Path loss, shadowing and fading effects are considered. The distribution of the RF power is then used to derive the probability of a harvester node having enough energy to transmit a packet after a given period of time. Considering multiple spatial and propagation scenarios, we validate the distribution of the RF power as well as the probability of a harvester have enough energy to transmit a packet. The numerical results obtained with the proposed analysis are close to the ones obtained through simulation, which confirms the accuracy of the proposed analysis. In this way, we provide a characterization of the battery charging time considering innovative assumptions, including the spatial distribution of the RF transmitters, the propagation effects, and the losses associated to the RF-to-DC conversion and battery charging process. The proposed model can thus be adopted to determine the probability of a harvester accumulating enough energy after a given period

of time, which is a determinant condition to compute the throughput of RF-EHNs. As far as we known, this is the first work to derive such a probability when the multiple RF signals received by the harvesters are differently affected by multiple propagation effects. The system description is presented in Section II. The characterization of the received RF power is characterized in Section III. Section IV derives the probability of accumulating enough energy to transmit a packet. Finally, validation results are presented in Section V and conclusions are drawn in Section VI.

II. SYSTEM DESCRIPTION

This work considers a RF energy harvesting network, where each node accumulates energy from the base stations and other RF transmitters located in the neighborhood. A harvester node is able to initiate a packet transmission whenever the level of accumulated energy is above a transmission threshold.

A. Spatial distribution of the RF transmitters

We consider the scenario illustrated in Fig 1, where the node N_H (the harvester node) accumulates energy from the transmitters that might be located in the area $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$. The area A can be obtained via calculus by dividing the annulus up into an infinite number of annuli of infinitesimal width $d\chi$ and area $2\pi\chi d\chi$ and then integrating from $\chi = R_i^1$ to $\chi = R_o^L$, i.e. $A = \int_{R_i^1}^{R_o^L} 2\pi\chi d\chi$. Using the Riemann sum, A can be approximated by the sum of the area of a finite number (L) of annuli of width ρ , $A \approx \sum_{l=1}^L A_l$, where $A_l = \pi((R_o^l)^2 - (R_i^l)^2)$ denotes the area of the annulus l . $R_o^l = (R_i^1 + l\rho)$ and $R_i^l = (R_i^1 + (l-1)\rho)$ represent the radius of the larger and smaller circles of the annulus l , respectively.

The number of transmitters located in a specific annulus $l \in \{1, \dots, L\}$, represented by the random variable (RV) X_l , is approximated by a Poisson process, being its Probability Mass Function (PMF) for a finite domain given by [1]

$$P(X_l = k) = \frac{(\beta_l A_l)^k}{k!} e^{-\beta_l A_l} \frac{k!}{\sum_{i=0}^n \frac{(\beta_l A_l)^i}{i!} e^{-\beta_l A_l}}, k = 0, 1, \dots, n, \quad (1)$$

where β_l is the spatial density of the RF nodes transmitting in the annulus and n is the total number of mobile nodes.

B. Propagation assumptions

We consider that the RF power I_i received by the harvester N_H from the RF transmitter i is given by

$$I_i = P_{Tx} \psi_i r_l^{-\alpha} \quad (2)$$

where P_{Tx} is the transmitted power level of the i -th RF transmitter ($P_{Tx} = 20 \times 10^3 \text{ mW}$ is assumed for each node), ψ_i is an instant value of the fading and shadowing gain observed in the channel between the receiver N_H and the transmitter node i . r_l represents the distance between the i -th transmitter and the receiver. The values r_l and ψ_i represent instant values of the random variables R_l and Ψ_i , respectively. α represents the path-loss coefficient.

The PDF of R_l can be written as the ratio between the perimeter of the circle with radius x and the total area A_l , being represented as follows

$$f_{R_l}(x) = \begin{cases} \frac{2\pi x}{A_l} & R_o^l < x < R_o^l \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

To characterize the distribution of Ψ_i the small-scale fading (fast fading) and shadowing (slow fading) effects must be considered. The amplitude of the small-scale fading effect is assumed to be distributed according to a Rayleigh distribution, which is represented by

$$f_{\zeta}(x) = \frac{x}{\sigma_{\zeta}^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_{\zeta}^2}}, \quad (4)$$

where x is the envelope amplitude of the received signal. $2\sigma_{\zeta}^2$ is the mean power of the multipath received signal. $2\sigma_{\zeta}^2 = 1$ is adopted in this work to consider the case of normalized power.

Regarding the shadowing effect, we have assumed that it follows a Lognormal distribution

$$f_{\xi}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\xi}x} e^{-\frac{(\ln(x)-\mu)^2}{2\sigma_{\xi}^2}}, \quad (5)$$

where σ_{ξ} is the shadow standard deviation when $\mu = 0$. The standard deviation is usually expressed in decibels and is given by $\sigma_{\xi \text{ dB}} = 10\sigma_{\xi}/\ln(10)$. For $\sigma_{\xi} \rightarrow 0$, no shadowing results. Although (5) appears to be a simple expression,

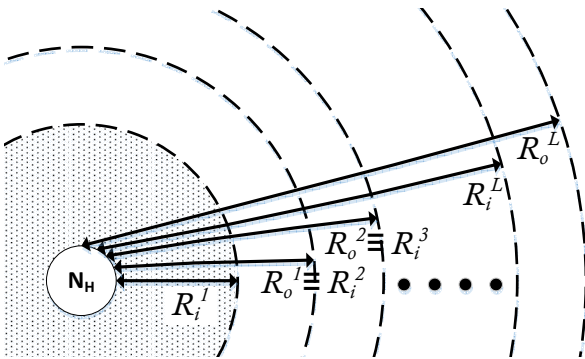


Fig. 1. The harvester node N_H receives RF power from the transmitters located in the area $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_o^1)^2)$.

it is often inconvenient when further analysis are required. Consequently, [2] has shown that the log-normal distribution can be accurately approximated by a gamma distribution, defined by

$$f_{\xi}(x) \approx \frac{1}{\Gamma(\vartheta)} \left(\frac{\vartheta}{\omega_s} \right)^{\vartheta} x^{\vartheta-1} e^{-x \frac{\vartheta}{\omega_s}}, \quad (6)$$

where ϑ is equal to $\frac{1}{e^{\sigma_{\xi}^2} - 1}$ and ω_s is equal to $e^{\mu} \sqrt{\frac{\vartheta+1}{\vartheta}}$. $\Gamma(\cdot)$ represents the Gamma function.

The probability density function of Ψ_i is thus represented by

$$f_{\Psi_i}(x) \approx \frac{2}{\Gamma(\vartheta)} \left(\frac{\vartheta}{\omega_s} \right)^{\frac{\vartheta+1}{2}} x^{\frac{\vartheta-1}{2}} K_{\vartheta-1} \left(\sqrt{\frac{4\vartheta x}{\omega_s}} \right), \quad (7)$$

which is the Generalized-K distribution, where $K_{\vartheta-1}(\cdot)$ is the modified Bessel function of the second kind.

Due to the analytical difficulties of the Generalized-K distribution, an approximation of the PDF (7) by a more tractable PDF is needed. [3] provides an approximation of the Generalized-K distribution by using the moment matching method to determine the parameters of the approximated Gamma distribution. With this method, [3] shows that the scale (θ_{ψ}) and shape (k_{ψ}) parameters of the Gamma distribution are given by

$$\theta_{\psi} = \left(\frac{2(\vartheta+1)}{\vartheta} - 1 \right) \omega_s \quad (8)$$

and

$$k_{\psi} = \frac{1}{\frac{2(\vartheta+1)}{\vartheta} - 1}, \quad (9)$$

respectively.

III. RF RECEIVED POWER

A. RF received power due to the transmitters located within the annulus l

The amount of RF power received by the harvester node N_H located in the centre of an annulus l is given by

$$\Sigma = \sum_{i=1}^{n_l} I_i, \quad (10)$$

where I_i is the RF power received from the i -th transmitter, and n_l is the total number of transmitters in the annulus l .

Let $M_I^i(s)$ represent the MGF of the i -th transmitter located within the annulus ($i = 1, \dots, n_l$) given by

$$M_I^i(s) = E_{I_i}[e^{sI_i}] = E_{\Psi_i}[E_{R_l}[e^{sI_i}]]. \quad (11)$$

Using the PDF of the distance given in (3) and the PDF of the small-scale fading and shadowing effects in (7), the MGF of the power received by the node N_H from the i -th transmitter in (11) can be written as follows

$$M_I^i(s) = \int_0^{+\infty} \int_{R_o^1}^{R_o^L} e^{sI_i} f_{R_l}(r_l) f_{\Psi_i}(\psi_i) dr_l d\psi_i, \quad (12)$$

which using (2) and (3) can be simplified to

$$M_I^i(s) = \frac{2\pi}{A_l(2 + k_\psi\alpha)(P_{Tx}\theta_\psi s)^{k_\psi}} \cdot \left((R_o^l)^{2+k_\psi\alpha} \varrho(R_o^l) - (R_i^l)^{2+k_\psi\alpha} \varrho(R_i^l) \right), \quad (13)$$

where $\varrho(x) = {}_2F_1\left(k_\psi, k_\psi + \frac{2}{\alpha}, 1 + k_\psi + \frac{2}{\alpha}, -\frac{x^\alpha}{P_{Tx}\theta_\psi s}\right)$ and ${}_2F_1$ represents the Gauss Hypergeometric function [4].

Departing from the fact that the individual power I_i is independent and identically distributed when compared to the other transmitters, the PDF of the aggregate RF power I given a total of k active transmitters is the convolution of the PDFs of each I_i . Following this rationale, the MGF of I is given by

$$M_{I/k}(s) = M_I^1(s) \times \cdots \times M_I^k(s) = (M_I^i(s))^k. \quad (14)$$

Using the law of total probability, the PDF of the RF power I can be written as

$$f_I(j) = \sum_{k=0}^n f_I(j|X_l = k)P(X_l = k), \quad (15)$$

leading to the MGF of the aggregate power, I , which can be written as

$$E[e^{sI}] = \sum_{k=0}^n P(X_l = k)M_{I/k}(s). \quad (16)$$

Using (14), the MGF of I is given as follows

$$E[e^{sI}] = \sum_{k=0}^n P(X_l = k)e^{k \ln(M_I^i(s))}. \quad (17)$$

Using the MGF of the Poisson distribution in (17), the MGF of I is finally given by

$$E[e^{sI}] = e^{\beta_l A_l (M_I^i(s) - 1)}. \quad (18)$$

The first- and second-order statistics of the aggregate RF power received by N_H from the transmitters located within the annulus l are an important tool. $E[I]$, the expected value of the aggregate RF power, can be determined by using the Law of Total Expectation. It can be shown that

$$E[I] = E[E[I|X_l]] = 2\pi\beta_l P_{Tx} \sqrt{e^{\sigma_\xi^2}} \left(\frac{(R_o^l)^{2-2\alpha} - (R_i^l)^{2-2\alpha}}{2 - \alpha} \right)$$

Making similar use of the Law of Total Variance, the variance of the aggregate RF power can be described as

$$\text{Var}[I] = \text{Var}[I_i]E[X_l] + E[I_i]^2 \text{Var}[X_l]. \quad (19)$$

Since X_l is given by a Poisson distribution (with mean $\beta_l A_l$), the variance of the RF power is given as follows

$$\text{Var}[I] = \pi\beta_l P_{Tx}^2 k_\psi \theta_\psi^2 (1 + k_\psi) \left(\frac{(R_o^l)^{2-2\alpha} - (R_i^l)^{2-2\alpha}}{1 - \alpha} \right). \quad (20)$$

The first and second moments can be matched with the respective moments of a given distribution to obtain a closed-form approximation for the aggregate received RF power. As shown in [5], the aggregate RF power due to path loss,

fast fading and shadowing effect can be approximated by a Gamma distribution. Consequently, the shape and the scale parameters of the Gamma distribution, denoted by k_l and θ_l , are respectively given by

$$k_l = E[I]^2 / \text{Var}[I] \quad (21)$$

and

$$\theta_l = \text{Var}[I] / E[I]. \quad (22)$$

B. RF received power due to the transmitters located within L annuli

As shown in the previous subsection, the RF power I received from the transmitters located within the l -th annulus is approximated by a gamma distribution, with MGF $M_I^l(s) = (1 - \theta_l s)^{-k_l}$. Since the annulus of width $R_o^L - R_i^1$ where the transmitters are located can be expressed as a summation of L annuli of width ρ , the MGF of the aggregate power received from the transmitters located within the L annuli is given by

$$M_{I_{agg}}(s) = \prod_{l=1}^L (1 - \theta_l s)^{-k_l}. \quad (23)$$

Finally the expectation of the aggregate RF power can be computed as follows

$$E[I_{agg}] = \frac{\partial M_{I_{agg}}(0)}{\partial s}. \quad (24)$$

C. Distribution of the aggregate RF power

The aggregate RF power may be stated as being the summation of the L individual aggregated RF powers received from the transmitters located within each annulus. Let $\{Z_l\}_{l=1}^L$ be independent but not necessarily identically distributed gamma variables with parameters k_l (shape) and θ_l (scale).

The CDF of the aggregate RF power is written as $I_{agg} = \sum_{l=1}^L Z_l$, which can be approximated by [6]

$$F_{I_{agg}}(x) \approx \prod_{l=1}^L \left(\frac{\theta_l}{\theta_1} \right)^{k_l} \sum_{w=0}^{\infty} \frac{\delta_w}{\theta_1^{\sum_{l=1}^L k_l + w} \Gamma\left(\sum_{l=1}^L k_l + w\right)} \times \int_0^x \sum_{l=1}^L k_l + w - 1 \exp\left(-\frac{z}{\theta_1}\right) dz, \quad (25)$$

where $\theta_1 = \min_l \{\theta_l\}$, δ_w coefficients are computed recursively,

$$\delta_{w+1} = \frac{1}{w+1} \sum_{i=1}^{w+1} \left[\sum_{l=1}^L k_l \left(1 - \frac{\theta_l}{\theta_1} \right)^i \right] \delta_{w+1-i},$$

and $\delta_0 = 1$. $\Gamma(\cdot)$ is the gamma function.

IV. PROBABILITY OF TRANSMISSION

Departing from the fact that the RF power received from the transmitters located in the annulus l can be approximated by a Gamma distribution,

$$\text{Gamma}(k_l, \theta_l), \quad (26)$$

with k_l and θ_l given by (21) and (22), respectively, the envelope signal (amplitude) received from the transmitters is given by the square root of a Gamma distributed random variable, which is given by a Generalized Gamma distribution with the following parameters,

$$A_I^l = \mathcal{G}\mathcal{G}(\sqrt{\theta_l}, 2k_l, 2). \quad (27)$$

Since a Gamma distribution, with shape k_l and scale θ_l , is the sum of k Exponential($1/\theta_l$) distributions, using the Central Limit Theorem (CLT), when k is large, the Generalized Gamma distribution can be approximated by a Normal distribution [7]. In these conditions the amplitude of the aggregate signals received by the harvester N_H from the transmitters located in the annulus l can be also approximated by a Normal distribution represented by

$$A_I^l \approx \mathcal{N}\left(\eta\sqrt{\theta_l}\frac{\Gamma(k_l+1/2)}{\Gamma(k_l)}, \eta^2\theta_l\left(\frac{\Gamma(k_l+1)}{\Gamma(k_l)} - \frac{\Gamma(k_l+1/2)^2}{\Gamma(k_l)^2}\right)\right), \quad (28)$$

where the loss factor $0 < \eta < 1$ represents the losses associated with the RF-to-DC conversion and battery charging efficiency.

During the battery charging period, the received power $(A_I^l)^2$ is accumulated in a discrete period of time Δ_t . The amount of energy stored in the battery of the harvester node during n_t time intervals is given by

$$\epsilon_l = \Delta_t \sum_{n=1}^{n_t} |A_I^l|^2. \quad (29)$$

Considering the unit variance random variable $\epsilon'_l = \sum_{n=1}^{n_t} |A_I^l/\sigma_{A_I^l}|^2$, with

$$\epsilon_l = \epsilon'_l \times \sigma_{A_I^l}^2, \quad (30)$$

and considering $\Delta_t = 1$ for the sake of simplicity, ϵ'_l follows a noncentral chi-squared distribution with noncentrality parameter $\lambda_l = \sum_{k=1}^{n_t} (\mu_{A_I^l}/\sigma_{A_I^l})^2$. When the n_t is large enough, it is possible to use the Central Limit Theorem to approximate the Chi-square distribution to a Gaussian distribution [8], and the following approximation holds

$$\epsilon'_l \approx \mathcal{N}(n_t + \lambda_l, 2(n_t + 2\lambda_l)). \quad (31)$$

Using (30), the energy accumulated in the battery of the harvester node N_H due to the transmitters located in the annulus l follows the following Gaussian distribution

$$\begin{aligned} \epsilon_l &\approx \mathcal{N}(\mu_l, \sigma_l^2) \\ &\approx \mathcal{N}(\sigma_{A_I^l}^2(n_t + \lambda_l), \sigma_{A_I^l}^4[2(n_t + 2\lambda_l)]). \end{aligned} \quad (32)$$

Because L annuli are considered, the energy accumulated in the battery of the harvester node N_H due to the transmitters located in the L annuli is given by

$$\epsilon = \sum_{l=1}^L \epsilon_l, \quad (33)$$

and ϵ follows the following distribution

$$\epsilon \approx \mathcal{N}\left(\sum_{l=1}^L \mu_l, \sum_{l=1}^L \sigma_l^2\right) \approx \mathcal{N}(\mu_{\Sigma_L}, \sigma_{\Sigma_L}^2). \quad (34)$$

Therefore, denoting γ as the level of battery charge (accumulated energy) required to transmit a packet, the probability of reaching a γ level of accumulated energy after n_t units of time is given by

$$P_C = \mathcal{Q}\left(\frac{\gamma - \mu_{\Sigma_L}}{\sigma_{\Sigma_L}^2}\right), \quad (35)$$

where

$$\mathcal{Q}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$$

is the complementary distribution function of the standard Normal.

V. VALIDATION RESULTS

This section describes a set of simulations and numerical results to validate the analytical methodology proposed in the paper. The simulated scenario considered a spatial circular area A as described in Section II with $R_i^1 = 10\text{m}$ and $R_O^L = 410\text{m}$. The multiple nodes were spread over the area A according to the spatial Poisson process and 4 different spatial densities were simulated, $\beta_l = \{1, 2, 3, 4\} \times 10^{-4}$ nodes/m². In each simulation the RF propagation scenario described in Section II was parametrized with $\alpha = 2$, and $\sigma_{\xi dB} = 4.5\text{dB}$. Finally, we have considered the battery operation voltage equal to 1V, the loss factor $\eta = 0.5$, and the required energy threshold to transmit a packet (γ) equal to 10mAh. The parameters used in the validation are summarized in Table I.

TABLE I
PARAMETERS ADOPTED IN THE VALIDATION AND SIMULATIONS.

ρ	{400, 200, 100, 4}m	R_i^1	10m
L	{2, 4, 100}	R_O^L	410m
β_l	{1, 2, 3, 4} $\times 10^{-4}$ nodes/m ²	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	0.5	γ	10 mWh
Δ_t	1 minute	n_t	20

The first results, presented in Figure 2, compare the CDF of the RF received power computed with (25). The simulated results were obtained for the spatial density value $\beta_l = 1 \times 10^{-4}$. In the model, a different number ($L=\{2, 4, 100\}$) of annuli were adopted to compute the model and compare the accuracy of the model for different number of annuli. As can be seen, the accuracy of the model increases with the number of annuli considered in the model. This is because as more annuli are considered for the same circular area $A = \pi((R_O^L)^2 - (R_i^1)^2)$, the width of each annuli ρ decreases, leading to a more

accurate value of the mean and variance ($E[I]$ and $\text{Var}[I]$, respectively) of the RF power received from the transmitters located in a single annuli. This fact increases the accuracy of the conditions in (22) and (23), leading to a more accurate characterization of the distribution of the received RF power. From the results plotted in Figure 2, we observe that for $L = 100$ the numerical results are close to the results obtained through simulation, confirming the accuracy of the proposed model.

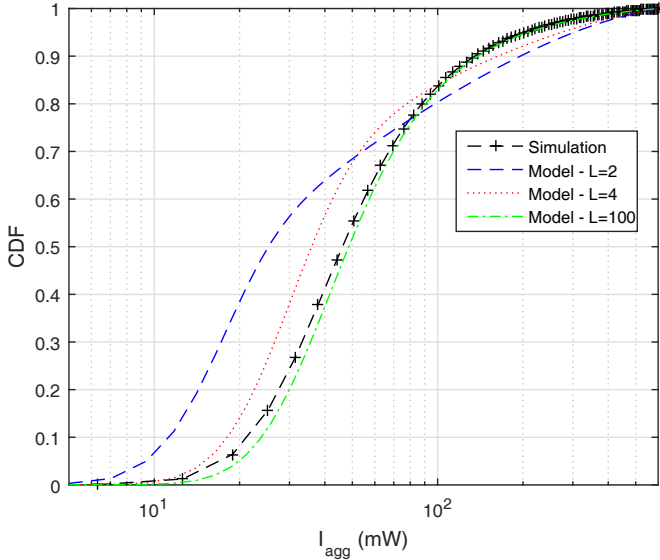


Fig. 2. CDF of the RF power received by the node N_H from the transmitters located in the area $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$.

Finally, in Figure 3 we compare the probability of having enough energy accumulated in the harvester battery to transmit a packet (P_C). The probability was computed using (35). The simulated values were obtained for the spatial density value $\beta_l = 1 \times 10^{-4}$ nodes/m² and $\eta = 1$. The charging threshold γ was defined to 10mWh and we have considered a battery voltage of 1V. The model was computed in the lowest accuracy condition (in terms of the received RF power), because a single annulus ($L = 1$, i.e. $\rho = 400$) was assumed to compute the numerical distribution of the received RF power. As can be observed, the results computed with the model are close to the ones obtained by simulation. Moreover, the probability of reaching a battery charging level equal to the γ threshold increases over time, as expected. The results assess the accuracy of the proposed characterization, which may be easily adopted to evaluate the probability of charging over time.

VI. FINAL REMARKS

In this paper we have characterized the battery charging time of a harvester node that accumulates the received RF energy in a battery. Admitting that the transmitters are spatially distributed according to a spatial Poisson process, we use the distribution of the received RF power from multiple transmitters to derive the probability of a harvester

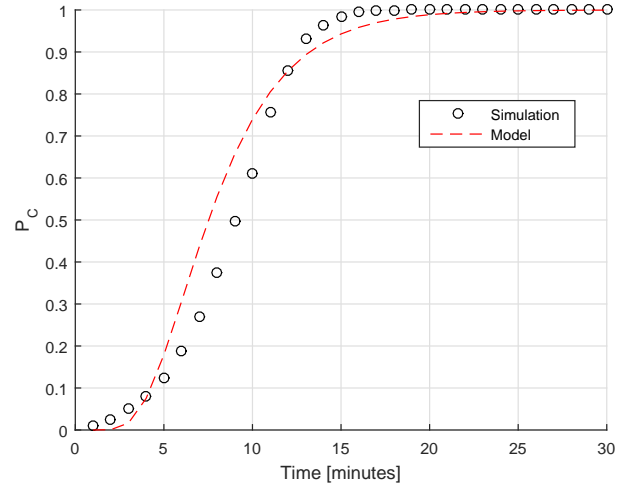


Fig. 3. Probability of having enough energy accumulated in the harvester battery to transmit a packet (P_C) for different the density $\beta = 4 \times 10^{-4}$ of transmitters (β_l in nodes per square meter) located in the area $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$.

having enough energy to transmit a packet after a given amount of charging time. The distribution of the RF power and the probability of a harvester node having enough energy to transmit a packet are validated through simulation. The numerical results obtained with the proposed analysis are close to the ones obtained through simulation, which confirms the accuracy of the proposed analysis.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was partially supported by the Portuguese Science and Technology Foundation (FCT/MEC) under the projects UID/EEA/50008/2013, UID/EEA/00066/2013 and PEst-OE/EEI/UI0066/2014.

REFERENCES

- [1] A. Papoulis and S. U. Pillai. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 4th Edition. Mc-Graw Hill, 2001.
- [2] A. Abdi and M. Kaveh. On the utility of gamma pdf in modeling shadow fading (slow fading). In *IEEE 1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference*, volume 3, 1999.
- [3] S. Al-Ahmadi and H. Yanikomeroglu. On the approximation of the generalized-K distribution by a gamma distribution for modeling composite fading channels. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 9(2):706–713, February 2010.
- [4] M. Abramowitz and I.A. Stegun. *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, New York: Dover, 1965.
- [5] M. Haenggi and R.K. Ganti. *Interference in large wireless networks*. Now Publishers Inc, 2009.
- [6] P. G. Moschopoulos. The distribution of the sum of independent gamma random variables. *Annals of the Institute of Statistical Mathematics*, 37(1):541–544, 1985.
- [7] N.L. Johnson and S. Kotz. *Continuous Univariate Distributions: Distributions in Statistics*. Number vol. 1 in Their Distributions in statistics. Houghton Mifflin, 1970.
- [8] H. Tang. Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems. In *Proc. IEEE DySPAN 2005*, pages 151–159, November 2005.

Characterization of Energy Availability in RF Energy Harvesting Networks

Daniela Oliveira, Rodolfo Oliveira,

IT, Instituto de Telecomunicações, Av. Rovisco Pais 1,

1049-001 Lisboa, Portugal.

Dep. de Eng. Electrotécnica, Faculdade de Ciências e Tecnologia, FCT,

Universidade Nova de Lisboa, 2829-516 Caparica, Portugal.

Abstract

The multiple nodes forming a Radio Frequency (RF) Energy Harvesting Network (RF-EHN) have the capability of converting received electromagnetic RF signals in energy that can be used to power a network device (the energy harvester). Traditionally the RF signals are provided by high power transmitters (e.g. base stations) operating in the neighborhood of the harvesters. Admitting that the transmitters are spatially distributed according to a spatial Poisson process, we start by characterizing the distribution of the RF power received by an energy harvester node. Considering Gamma shadowing and Rayleigh fading, we show that the received RF power can be approximated by the sum of multiple Gamma distributions with different scale and shape parameters. Using the distribution of the received RF power, we derive the probability of a node having enough energy to transmit a packet after a given amount of charging time. The RF power distribution and the probability of a harvester having enough energy to transmit a packet are validated through simulation. The numerical results obtained with the proposed analysis are close to the ones obtained through simulation, which confirms the accuracy of the proposed analysis.

Keywords: RF Energy Harvesting, Performance Analysis, Stochastic Modeling.

I. INTRODUCTION

The nodes forming a Radio Frequency (RF) Energy Harvesting Network (RF-EHN) have the capability of converting received electromagnetic RF signals in energy. The RF energy is converted by an energy harvester device, which is composed of an RF antenna, a band pass filter parametrized to the RF signals, and a rectifying circuit able to convert RF-to-DC power [1]. In this way the converted RF signals are used to charge a battery (usually a supercapacitor) with finite capacity [2]. The harvested energy accumulated in the battery can then be used to transmit a packet. However, the transmission is only possible if the level of accumulated energy is higher than a given threshold representing the minimum level of energy required to complete a packet transmission.

Recently, RF energy harvesting has attracted much attention and many efforts are being dedicated to develop innovative RF energy harvesting technologies as well as to investigate the performance of the networks formed by the harvesting devices. The RF energy harvesting literature dedicated to the efficient design of RF harvesting devices (see [3]–[7] for a few examples) is mainly focused on the minimization of the loss effects due to the RF-to-DC conversion and battery charging process. A different focus is also found in the literature, where the main goal is the study and characterization of RF-EHNs. Adopting a generic model for the RF energy harvesting devices, the goals are usually related with: the scheduling of the harvesting devices in order to maximize the utilization of the RF energy and the frequency band constrained by specific throughput fairness policies [8]; the optimization of the harvester communication task to deal with the multiple tradeoffs associated with the physical and MAC layers [9], [10]; the characterization of the RF-EHN performance (throughput) and stability when RF energy harvesting is adopted [11]. [12] investigates the performance (throughput) of a slotted Aloha random access wireless network consisting of two types of nodes: with unlimited energy supply and solely powered by an RF energy harvesting circuit. To illustrate the design considerations of RF-based harvesting networks, [13] points out the primary challenges of implementing and operating such networks, including non-deterministic energy arrival patterns, energy harvesting mode selection and energy-aware cooperation among base stations. [14] adopts a stochastic geometry framework based on the Ginibre model to analyze the performance of self-sustainable communications over cellular networks with general fading channels. The expectation of the RF

energy harvesting rate, the energy outage probability and the transmission outage probability are evaluated over Nakagami-m fading channels.

RF-EHNs may also act as cognitive radio networks (CRNs), i.e. using the spectrum in an opportunistic way without being licensed. Several works have explored these kind of networks. The reference [15] provides an overview of the RF-EHNs including system architecture, RF energy harvesting techniques, and existing applications. The authors also explore various key design issues in the development of RF-EHNs, including cognitive radio networks. The work in [16] provides a comprehensive overview of recent development and challenges regarding the operation of cognitive radio networks powered by RF energy. Spectrum efficiency and energy efficiency are two critical issues in designing cognitive radio RF-EHNs. [17] provides an overview of the RF-powered CRNs and discuss the challenges that arise for dynamic spectrum access in these networks. Focusing on the trade-off among spectrum sensing, data transmission, and RF energy harvesting, the authors discuss the dynamic channel selection problem in a multi-channel RF-powered CRN. [18] proposes a novel method for wireless networks coexisting where low-power mobiles in a secondary network, harvest ambient RF energy from transmissions by nearby active transmitters, while opportunistically accessing the spectrum licensed to the primary network. The authors analyze the transmission probability of harvesting terminals and the resulting spatial throughput. The optimal transmission power and terminals' density are also derived for maximizing the throughput. The work in [19] considers an RF-powered green cognitive radio network, where a central node harvests energy from ambient sources and wirelessly delivers random harvested energy to cognitive users. The work evaluates the performance of such a network, showing the feasibility of the behavior if the energy transmission rate is below a certain threshold. [20] considers a network where the unlicensed users can perform channel access to transmit a packet or to harvest RF energy when the selected channel is idle or occupied by the primary user, respectively. The work is mainly focused on finding the channel access policy that maximizes the throughput of the secondary user. [21] analyzes an energy-harvesting-based cognitive radio system to find the optimal spectrum sensing time, which maximizes the harvested energy. The work in [22] analyzes a cognitive and energy harvesting-based device-to-device (D2D) communication in cellular networks. The authors employ tools from stochastic geometry to evaluate the performance of the proposed communication system model with general path-loss exponent in terms of outage probability for D2D and cellular users. One of the work conclusions

is that energy harvesting can be a reliable alternative to power cognitive D2D transmitters, while achieving acceptable performance.

In this work we are particularly focused on the characterization of the RF power received by each harvester and its impact in terms of the probability of accumulating enough energy to transmit a packet. A generalized radio propagation environment is considered. Assuming that the sources of high power RF signals (e.g. base stations) are distributed according to a spatial Poisson process, we characterize the distribution of the received RF power from the multiple transmitters. Path loss, shadowing and fading effects are considered. The distribution of the RF power is then used to derive the probability of a harvester node having enough energy to transmit a packet after a given period of time. A soft computational model (Gaussian approach) and a more complex model (non-Gaussian approach) are presented to compute the probability of a harvester node having enough energy to transmit. These are the main contributions of the paper. Considering multiple spatial and propagation scenarios, we validate the distribution of the RF power as well as the probability of a harvester have enough energy to transmit a packet. The numerical results obtained with the proposed analysis are close to the ones obtained through simulation, which confirms the accuracy of the proposed analysis. In this way, we provide a characterization of the battery charging time considering innovative assumptions, including the spatial distribution of the RF transmitters, the propagation effects, and the losses associated to the RF-to-DC conversion and battery charging process. The proposed model can thus be adopted to determine the probability of a harvester accumulating enough energy after a given period of time, which is a determinant condition to compute the throughput of RF-EHNs. As far as we known, this is the first work to derive such a probability when the multiple RF signals received by the harvesters are differently affected by multiple propagation effects.

The rest of the paper is organized as follows. The system description is presented in II. The characterization of the received RF power is characterized in Section III. Section IV derives the probability of accumulating enough energy to transmit a packet through the Gaussian and non-gaussian approaches. Finally, validation results are presented in Section V and conclusions are drawn in Section VI.

II. SYSTEM DESCRIPTION

This work considers a RF energy harvesting network, where each node accumulates energy from the base stations and other RF transmitters located in the neighborhood. A harvester node is able to initiate a packet transmission whenever the level of accumulated energy is above a transmission threshold.

A. Spatial distribution of the RF transmitters

We consider the scenario illustrated in Fig 1, where the node N_H (the harvester node) accumulates energy from the transmitters that might be located in the area $A = \pi ((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$. The area A can be obtained via calculus by dividing the annulus up into an infinite number of annuli of infinitesimal width $d\chi$ and area $2\pi\chi d\chi$ and then integrating from $\chi = R_i^1$ to $\chi = R_o^L$, i.e. $A = \int_{R_i^1}^{R_o^L} 2\pi\chi d\chi$. Using the Riemann sum, A can be approximated by the sum of the area of a finite number (L) of annuli of width ρ ,

$$A \approx \sum_{l=1}^L A_l, \quad (1)$$

where $A_l = \pi ((R_o^l)^2 - (R_i^l)^2)$ denotes the area of the annulus l . $R_o^l = (R_i^1 + l\rho)$ and $R_i^l = (R_i^1 + (l-1)\rho)$ represent the radius of the larger and smaller circles of the annulus l , respectively.

The number of transmitters located in a specific annulus $l \in \{1, \dots, L\}$, represented by the random variable (RV) X_l , is approximated by a Poisson process, being its Probability Mass Function (PMF) for a finite domain given by [23]

$$P(X_l = k) = \frac{\frac{(\beta_l A_l)^k}{k!} e^{-\beta_l A_l}}{\sum_{i=0}^n \frac{(\beta_l A_l)^i}{i!} e^{-\beta_l A_l}}, k = 0, 1, \dots, n, \quad (2)$$

where β_l is the spatial density of the RF nodes transmitting in the annulus and n is the total number of mobile nodes.

B. Propagation assumptions

We consider that the RF power I_i received by the harvester N_H from the RF transmitter i is given by

$$I_i = P_{Tx} \psi_i r_l^{-\alpha} \quad (3)$$

where P_{Tx} is the transmitted power level of the i -th RF transmitter¹, ψ_i is an instant value of the fading and shadowing gain observed in the channel between the receiver N_H and the transmitter node i . r_l represents the distance between the i -th transmitter and the receiver. The values r_l and ψ_i represent instant values of the random variables R_l and Ψ_i , respectively. α represents the path-loss coefficient.

The PDF of R_l can be written as the ratio between the perimeter of the circle with radius x and the total area A_l , being represented as follows

$$f_{R_l}(x) = \begin{cases} \frac{2\pi x}{A_l} & R_i^l < x < R_o^l. \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

To characterize the distribution of Ψ_i the small-scale fading (fast fading) and shadowing (slow fading) effects must be considered. The amplitude of the small-scale fading effect is assumed to be distributed according to a Rayleigh distribution, which is represented by

$$f_{\zeta}(x) = \frac{x}{\sigma_{\zeta}^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_{\zeta}^2}}, \quad (5)$$

¹ $P_{Tx} = 20 \times 10^3 \text{mW}$ is assumed for each node.

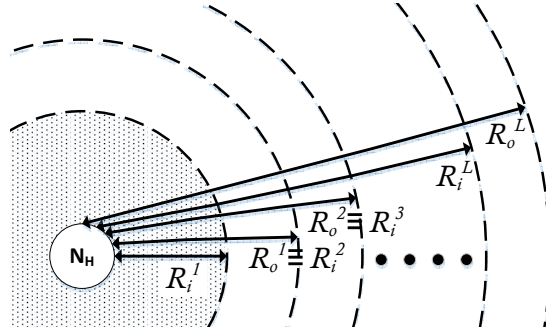


Fig. 1. The harvester node N_H receives RF power from the transmitters located in the area $A = \pi ((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$.

where x is the envelope amplitude of the received signal. $2\sigma_\zeta^2$ is the mean power of the multipath received signal. $2\sigma_\zeta^2 = 1$ is adopted in this work to consider the case of normalized power.

Regarding the shadowing effect, we have assumed that it follows a Lognormal distribution

$$f_\xi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\xi x} e^{-\frac{(\ln(x)-\mu)^2}{2\sigma_\xi^2}}, \quad (6)$$

where σ_ξ is the shadow standard deviation when $\mu = 0$. The standard deviation is usually expressed in decibels and is given by $\sigma_{\xi dB} = 10\sigma_\xi/\ln(10)$. For $\sigma_\xi \rightarrow 0$, no shadowing results. Although (6) appears to be a simple expression, it is often inconvenient when further analysis are required. Consequently, [24] has shown that the log-normal distribution can be accurately approximated by a gamma distribution, defined by

$$f_\xi(x) \approx \frac{1}{\Gamma(\vartheta)} \left(\frac{\vartheta}{\omega_s}\right)^\vartheta x^{\vartheta-1} e^{-x\frac{\vartheta}{\omega_s}}, \quad (7)$$

where ϑ is equal to $\frac{1}{e^{\sigma_\xi^2}-1}$ and ω_s is equal to $e^\mu \sqrt{\frac{\vartheta+1}{\vartheta}}$. $\Gamma(\cdot)$ represents the Gamma function.

The probability density function of Ψ_i is thus represented by

$$\begin{aligned} f_{\Psi_i}(x) &\approx f_{\zeta^2}(x) \cdot f_\xi(x) \\ &\approx \frac{2}{\Gamma(\vartheta)} \left(\frac{\vartheta}{\omega_s}\right)^{\frac{\vartheta+1}{2}} x^{\frac{\vartheta-1}{2}} K_{\vartheta-1} \left(\sqrt{\frac{4\vartheta x}{\omega_s}}\right), \end{aligned} \quad (8)$$

which is the Generalized-K distribution, where $K_{\vartheta-1}(\cdot)$ is the modified Bessel function of the second kind.

Due to the analytical difficulties of the Generalized-K distribution, an approximation of the PDF (8) by a more tractable PDF is needed. [25] provides an approximation of the Generalized-K distribution by using the moment matching method to determine the parameters of the approximated Gamma distribution. With this method, [25] shows that the scale (θ_ψ) and shape (k_ψ) parameters of the Gamma distribution are given by

$$\theta_\psi = \left(\frac{2(\vartheta+1)}{\vartheta} - 1\right) \omega_s \quad (9)$$

and

$$k_\psi = \frac{1}{\frac{2(\vartheta+1)}{\vartheta} - 1}, \quad (10)$$

respectively.

III. RF RECEIVED POWER

A. RF received power due to the transmitters located within the annulus l

The amount of RF power received by the harvester node N_H located in the centre of an annulus l is given by

$$\Sigma = \sum_{i=1}^{n_l} I_i, \quad (11)$$

where I_i is the RF power received from the i -th transmitter, and n_l is the total number of transmitters in the annulus l .

Let $M_I^i(s)$ represent the MGF of the i -th transmitter located within the annulus ($i = 1, \dots, n_l$) given by

$$M_I^i(s) = \mathbb{E}_{I_i}[e^{sI_i}] = \mathbb{E}_{\Psi_i}[\mathbb{E}_{R_l}[e^{sI_i}]] . \quad (12)$$

Using the PDF of the distance given in (4) and the PDF of the small-scale fading and shadowing effects in (8), the MGF of the power received by the node N_H from the i -th transmitter in (12) can be written as follows

$$M_I^i(s) = \int_0^{+\infty} \int_{R_i^l}^{R_o^l} e^{sI_i} f_{R_l}(r_l) f_{\Psi_i}(\psi_i) dr_l d\psi_i, \quad (13)$$

which using (3), (9), (10), and (4) can be simplified to

$$M_I^i(s) = \frac{2\pi}{A_l(2 + k_\psi\alpha)(P_{Tx}\theta_\psi s)^{k_\psi}} \cdot \left((R_o^l)^{2+k_\psi\alpha} \varrho(R_o^l) - (R_i^l)^{2+k_\psi\alpha} \varrho(R_i^l) \right), \quad (14)$$

where $\varrho(x) = {}_2F_1\left(k_\psi, k_\psi + \frac{2}{\alpha}, 1 + k_\psi + \frac{2}{\alpha}, -\frac{x^\alpha}{P_{Tx}\theta_\psi s}\right)$ and ${}_2F_1$ represents the Gauss Hypergeometric function [26].

Departing from the fact that the individual power I_i is independent and identically distributed when compared to the other transmitters, the PDF of the aggregate RF power I given a total of k active transmitters is the convolution of the PDFs of each I_i . Following this rationale, the

MGF of I is given by

$$\begin{aligned} M_{I/k}(s) &= M_I^1(s) \times M_I^2(s) \times \cdots \\ &\cdots \times M_I^k(s) = (M_I^i(s))^k. \end{aligned} \quad (15)$$

Using the law of total probability, the PDF of the RF power I can be written as

$$f_I(j) = \sum_{k=0}^n f_I(j|X_l = k)P(X_l = k), \quad (16)$$

leading to the MGF of the aggregate power, I , which can be written as

$$\begin{aligned} E[e^{sI}] &= \sum_{k=0}^n P(X_l = k) \int_{-\infty}^{+\infty} e^{sj} f_I(j|X_l = k) dj \\ &= \sum_{k=0}^n P(X_l = k) M_{I/k}(s). \end{aligned} \quad (17)$$

Using (15), the MGF of I is given as follows

$$E[e^{sI}] = \sum_{k=0}^n P(X_l = k) e^{k \ln(M_I^i(s))}. \quad (18)$$

Using the MGF of the Poisson distribution in (18), the MGF of I is finally given by

$$E[e^{sI}] = e^{\beta_l A_l (M_I^i(s) - 1)}. \quad (19)$$

The first- and second-order statistics of the aggregate RF power received by N_H from the transmitters located within the annulus l are an important tool. $E[I]$, the expected value of the aggregate RF power, can be determined by using the Law of Total Expectation. It can be shown that

$$E[I] = E[E[I|X_l]] = 2\pi\beta_l P_{Tx} \sqrt{e^{\sigma_\xi^2}} \left(\frac{(R_o^l)^{2-\alpha} - (R_i^l)^{2-\alpha}}{2-\alpha} \right)$$

Making similar use of the Law of Total Variance, the variance of the aggregate RF power can be described as

$$\text{Var}[I] = \text{Var}[I_i]E[X_l] + E[I_i]^2 \text{Var}[X_l]. \quad (20)$$

Since X_l is given by a Poisson distribution (with mean $\beta_l A_l$), the variance of the RF power is

given as follows

$$\begin{aligned}\text{Var}[I] &= \beta_l A_l \left(\frac{\partial^2 M_I^i(0)}{\partial s^2} \right) \\ &= \pi \beta_l P_{Tx}^2 k_\psi \theta_\psi^2 (1 + k_\psi) \left(\frac{(R_o^l)^{2-2\alpha} - (R_i^l)^{2-2\alpha}}{1 - \alpha} \right).\end{aligned}\quad (21)$$

The first and second moments can be matched with the respective moments of a given distribution to obtain a closed-form approximation for the aggregate received RF power. As shown in [27], the aggregate RF power due to path loss, fast fading and shadowing effect can be approximated by a Gamma distribution. Consequently, the shape and the scale parameters of the Gamma distribution, denoted by k_l and θ_l , are respectively given by

$$k_l \approx \text{E}[I]^2 / \text{Var}[I] \quad (22)$$

and

$$\theta_l \approx \text{Var}[I] / \text{E}[I]. \quad (23)$$

B. RF received power due to the transmitters located within L annuli

As shown in the previous subsection, the RF power I received from the transmitters located within the l -th annulus is approximated by a gamma distribution, with MGF $M_I^l(s) = (1 - \theta_l s)^{-k_l}$. Since the annulus of width $R_o^L - R_i^1$ where the transmitters are located can be expressed as a summation of L annuli of width ρ , the MGF of the aggregate power received from the transmitters located within the L annuli is given by

$$M_{I_{agg}}(s) = \prod_{l=1}^L (1 - \theta_l s)^{-k_l}. \quad (24)$$

Finally the expectation of the aggregate RF power can be computed as follows

$$\text{E}[I_{agg}] = \frac{\partial M_{I_{agg}}(0)}{\partial s}. \quad (25)$$

C. Distribution of the aggregate RF power

The aggregate RF power may be stated as being the summation of the L individual aggregated RF powers received from the transmitters located within each annulus. Expressions for the PDF

and the CDF of the summation of L independent gamma random variables were initially derived by Mathai in [28]. Those were simplified in [29] in order to be computed more efficiently.

Let $\{Z_l\}_{l=1}^L$ be independent but not necessarily identically distributed gamma variables with parameters k_l (shape) and θ_l (scale). The PDF of the aggregate RF power is written as $I_{agg} = \sum_{l=1}^L Z_l$, which can be approximated by [29]

$$f_{I_{agg}}(x) \approx \prod_{l=1}^L \left(\frac{\theta_l}{\theta_1} \right)^{k_l} \sum_{w=0}^{+\infty} \frac{\delta_w x^{(\sum_{l=1}^L k_l + w - 1)} \exp\left(-\frac{x}{\theta_1}\right)}{\theta_1^{(\sum_{l=1}^L k_l + w)} \Gamma\left(\sum_{l=1}^L k_l + w\right)},$$

where $\theta_1 = \min_l \{\theta_l\}$, δ_w coefficients are computed recursively, $\delta_{w+1} = \frac{1}{w+1} \sum_{i=1}^{w+1} \left[\sum_{l=1}^L k_l \left(1 - \frac{\theta_l}{\theta_1}\right)^i \right] \delta_{w+1-i}$, and $\delta_0 = 1$. $\Gamma(\cdot)$ is the gamma function. Finally, the CDF of I_{agg} , $F_{I_{agg}}(x) = \int_{-\infty}^x f_{I_{agg}}(z) dz$, is computed as follows [29]

$$F_{I_{agg}}(x) \approx \prod_{l=1}^L \left(\frac{\theta_l}{\theta_1} \right)^{k_l} \sum_{w=0}^{\infty} \frac{\delta_w}{\theta_1^{\sum_{l=1}^L k_l + w} \Gamma\left(\sum_{l=1}^L k_l + w\right)} \times \int_0^x z^{\sum_{l=1}^L k_l + w - 1} \exp\left(-\frac{z}{\theta_1}\right) dz. \quad (26)$$

IV. PROBABILITY OF TRANSMISSION

A. Gaussian Approach

Departing from the fact that the RF power received from the transmitters located in the annulus l can be approximated by a Gamma distribution,

$$\text{Gamma}(k_l, \theta_l), \quad (27)$$

with k_l and θ_l given by (22) and (23), respectively, the envelope signal (amplitude) received from the transmitters is given by the square root of a Gamma distributed random variable, which is given by a Generalized Gamma distribution with the following parameters,

$$A_I^l = \mathcal{GG}(\sqrt{\theta_l}, 2k_l, 2). \quad (28)$$

Since a Gamma distribution, with shape k_l and scale θ_l , is the sum of k Exponential($1/\theta_l$) distributions, using the Central Limit Theorem (CLT), when k_l is large, the Generalized Gamma

distribution can be approximated by a Normal distribution [30]. In these conditions the amplitude of the aggregate signals received by the harvester N_H from the transmitters located in the annulus l can be also approximated by a Normal distribution represented by

$$\begin{aligned} A_I^l &\approx \mathcal{N}\left(\mu_{A_I^l}, \sigma_{A_I^l}^2\right) \\ &\approx \mathcal{N}\left(\eta\sqrt{\theta_l}\frac{\Gamma(k_l+1/2)}{\Gamma(k_l)}, \eta^2\theta_l\left(\frac{\Gamma(k_l+1)}{\Gamma(k_l)} - \frac{\Gamma(k_l+1/2)^2}{\Gamma(k_l)^2}\right)\right), \end{aligned} \quad (29)$$

where the loss factor $0 < \eta < 1$ represents the losses associated with the RF-to-DC conversion and battery charging efficiency.

During the battery charging period, the received power $(A_I^l)^2$ is accumulated in a discrete period of time Δ_t . The amount of energy stored in the battery of the harvester node during n_t time intervals is given by

$$\epsilon_l = \Delta_t \sum_{n=1}^{n_t} |A_I^l|^2. \quad (30)$$

Considering the unit variance random variable $\epsilon'_l = \sum_{n=1}^{n_t} |A_I^l/\sigma_{A_I^l}|^2$, with

$$\epsilon_l = \epsilon'_l \times \sigma_{A_I^l}^2, \quad (31)$$

and considering $\Delta_t = 1$ for the sake of simplicity, ϵ'_l follows a noncentral chi-squared distribution with noncentrality parameter $\lambda_l = \sum_{k=1}^{n_t} (\mu_{A_I^l}/\sigma_{A_I^l})^2$. When the n_t is large enough, it is possible to use the Central Limit Theorem to approximate the Chi-square distribution to a Gaussian distribution [31], and the following approximation holds

$$\epsilon'_l \approx \mathcal{N}(n_t + \lambda_l, 2(n_t + 2\lambda_l)). \quad (32)$$

Using (31), the energy accumulated in the battery of the harvester node N_H due to the transmitters located in the annulus l follows the following Gaussian distribution

$$\begin{aligned} \epsilon_l &\approx \mathcal{N}(\mu_l, \sigma_l^2) \\ &\approx \mathcal{N}(\sigma_{A_I^l}^2(n_t + \lambda_l), \sigma_{A_I^l}^4[2(n_t + 2\lambda_l)]). \end{aligned} \quad (33)$$

Because L annuli are considered, the energy accumulated in the battery of the harvester node N_H due to the transmitters located in the L annuli is given by

$$\epsilon = \sum_{l=1}^L \epsilon_l, \quad (34)$$

and ϵ follows the following distribution

$$\epsilon \approx \mathcal{N} \left(\sum_{l=1}^L \mu_l, \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 \right) \approx \mathcal{N} (\mu_{\Sigma_L}, \sigma_{\Sigma_L}^2). \quad (35)$$

Therefore, denoting γ as the level of battery charge (accumulated energy) required to transmit a packet, the probability of reaching a γ level of accumulated energy after n_t units of time is given by

$$P_C = \mathcal{Q} \left(\frac{\gamma - \mu_{\Sigma_L}}{\sigma_{\Sigma_L}^2} \right), \quad (36)$$

where $\mathcal{Q}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$ is the complementary distribution function of the standard Normal.

B. Non-gaussian Approach

In the last subsection the CLT was used to approximate the amplitude of the aggregate signals received by the harvester N_H from the transmitters located in the annulus l , A_I^l , as represented in (29). However, when k_l is small, the CLT does not holds and, consequently, the Gaussian approach is not valid. In what follows we present a formulation when CLT does no holds. While the formulation is more computationally complex, it exhibits higher accuracy for low k_l values.

Departing from the MGF in (24), the Characteristic Function (CF) of the RF power received from the annulus l is written as

$$\varphi_l(t) = \prod_{l=1}^L (1 - \eta \theta_l i t)^{k_l}. \quad (37)$$

where $0 < \eta < 1$ is the loss factor. When the aggregate power from the L annuli are considered the CF is written as follows,

$$\varphi_{Iagg}(t) = \prod_{l=1}^L (1 - \eta \theta_l i t)^{k_l}. \quad (38)$$

Because the amount of energy received in n_t samples is expressed as

$$\epsilon = \sum_{n=1}^{n_t} I_{agg}(t), \quad (39)$$

the CF of ϵ is as follows

$$\varphi_\epsilon(t) = \prod_{b=1}^{nt} (\varphi_{I_{agg}}(t)) = \prod_{b=1}^{nt} \left(\prod_{l=1}^L (1 - \eta \theta_l i t)^{\kappa_l} \right) = \prod_{l=1}^L [(1 - \eta \theta_l i t)^{\kappa_l}]^{nt}. \quad (40)$$

Using the Fourier Transform, the PDF of ϵ is written as,

$$f_\epsilon(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-itx} \varphi_\epsilon(t) dt. \quad (41)$$

Again, the probability of reaching a γ level of accumulated energy after n_t units of time is given by

$$P_C(\epsilon > \gamma) = 1 - P(\epsilon \leq \gamma) = 1 - \int_{-\infty}^{\gamma} f_\epsilon(x) dx. \quad (42)$$

V. VALIDATION RESULTS

This section describes a set of simulations and numerical results to validate the analytical methodology proposed in the paper. The simulated scenario considered a spatial circular area A as described in Section II with $R_i^1 = 10\text{m}$ and $R_O^L = 410\text{m}$. The multiple nodes were spread over the area A according to the spatial Poisson process and 4 different spatial densities were simulated, $\beta_l = \{1, 2, 3, 4\} \times 10^{-4}$ nodes/m². In each simulation the RF propagation scenario described in Section II was parametrized with $\alpha = 2$, and $\sigma_{\xi dB} = 4.5\text{dB}$. Finally, we have considered the battery operation voltage equal to 1V, the loss factor $\eta = 0.5$, and the required energy threshold to transmit a packet (γ) equal to 10mAh. The parameters used in the validation are summarized in Table I.

The first results, presented in Figure 2, compare the CDF of the RF received power computed with (26). The simulated results were obtained for the spatial density value $\beta_l = 1 \times 10^{-4}$. In the model, a different number ($L=\{2, 4, 100\}$) of annuli were adopted to compute the model and compare the accuracy of the model for different number of annuli. As can be seen, the accuracy of the model increases with the number of annuli considered in the model. This is because as more annuli are considered for the same circular area $A = \pi ((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$, the width of

TABLE I
PARAMETERS ADOPTED IN THE VALIDATION AND SIMULATIONS.

ρ	$\{400, 200, 100, 4\}\text{m}$	R_i^1	10m
L	$\{2, 4, 100\}$	R_O^L	410m
β_l	$\{1, 2, 3, 4\} \times 10^{-4} \text{ nodes/m}^2$	P_{TX}	20W
α	2	$\sigma_{\xi dB}$	4.5dB
η	0.5	γ	10 mAh
Δ_t	1 minute	n_t	20

each annuli ρ decreases, leading to a more accurate value of the mean and variance ($E[I]$ and $\text{Var}[I]$, respectively) of the RF power received from the transmitters located in a single annuli. This fact increases the accuracy of the conditions in (22) and (23), leading to a more accurate characterization of the distribution of the received RF power. From the results plotted in Figure 2, we observe that for $L = 100$ the numerical results are close to the results obtained through simulation, confirming the accuracy of the proposed model.

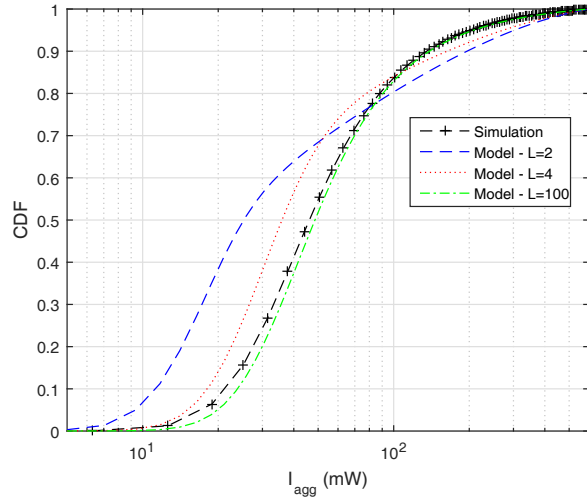


Fig. 2. CDF of the RF power received by the node N_H from the transmitters located in the area $A = \pi((R_O^L)^2 - (R_i^1)^2)$.

The numerical results presented in Figure 3 compare the CDF of the RF received power (computed with (26)) for different spatial density values ($\beta_l = \{1 \times 10^{-4}, 2 \times 10^{-4}, 3 \times 10^{-4}, 4 \times 10^{-4}\}$). The numerical results were obtained considering $L = 100$ (consequently $\rho = 4$). As

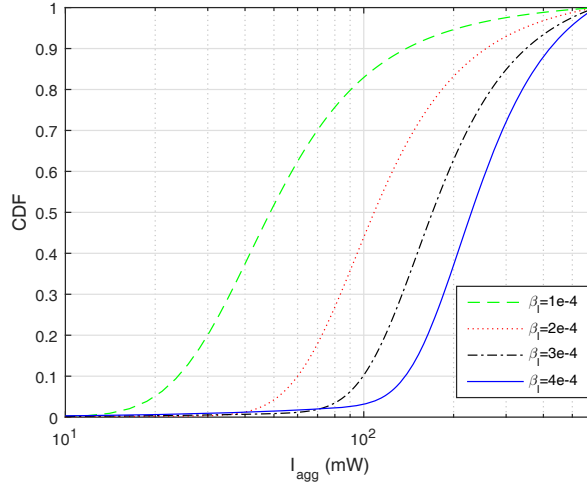


Fig. 3. CDF of the RF power received by the node N_H considering different densities of transmitters (β_l in nodes per square meter) located in the area $A = \pi((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$.

expected, the results confirm that the average of the RF power received by the harvester increases with the spatial density of the transmitters.

In Figure 4 we compare the probability of having enough energy accumulated in the harvester battery to transmit a packet (P_C). The probability was computed using (36), i.e. the Gaussian approach was adopted. The simulated values were obtained for the spatial density value $\beta_l = 4 \times 10^{-4}$ nodes/m². The charging threshold γ was defined to 10mAh and we have considered a battery voltage of 1V. The model was computed for $L = 1$ ($\rho = 400$), $L = 2$ ($\rho = 200$) and $L = 40$ ($\rho = 10$). As can be observed, the results computed with the model do not match with the ones obtained by simulation. This fact was intentionally exploited to show that while for different parameterizations the model and the simulation results match, for the specific parameterization adopted in the validation scenario the CLT does not holds because the k_l values are too small. Consequently, (28) is not an accurate approximation and a large deviation of the P_C 's model is observed. In this case, it would be better to adopt the non-gaussian approach, because it leads to more accurate model results.

In Figure 5 we compare the probability of having enough energy accumulated in the harvester battery to transmit a packet (P_C). The probability was computed using (42), i.e. the non-gaussian approach, for $L = 2$ ($\rho = 200$), $L = 4$ ($\rho = 100$) and $L = 40$ ($\rho = 10$). The simulated values are the same as depicted in 4, i.e. the considered scenario is the same. As can be observed, the

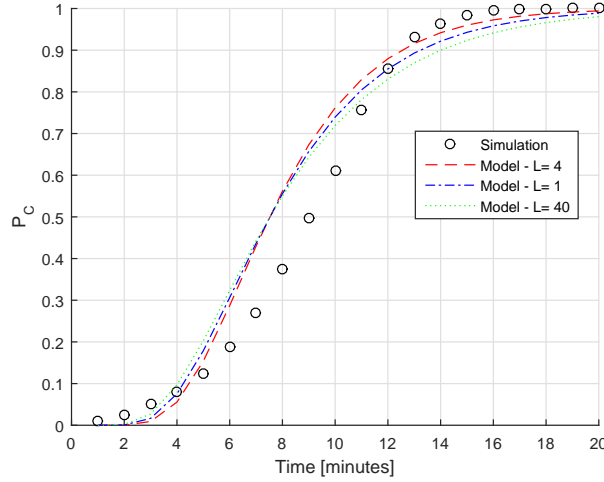


Fig. 4. Gaussian approach model: probability of having enough energy accumulated in the harvester battery to transmit a packet (P_C) for different the density $\beta = 4 \times 10^{-4}$ of transmitters (β_l in nodes per square meter) located in the area $A = \pi ((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$.

results computed with the model do not match with the ones obtained by simulation for $L = 2$ and $L = 4$. However, if more annuli are used, the model accurately characterizes P_C , as is the case for $L = 40$ in the figure. This fact is due to the approximation of k_l and θ_l in (22) and (23), respectively. As the number of annuli (L) increases, $E[I]$ and $\text{Var}[I]$ in (22) and (23) become more accurate.

As can be observed, the results computed with the model for $L = 40$ are close to the ones obtained by simulation. Moreover, the probability of reaching a battery charging level equal to the γ threshold increases over time, as expected. The results confirm the accuracy of the proposed characterization, which may be easily adopted to evaluate the probability of charging over time.

Finally, we highlight that the mean aggregate RF power (I_{agg}) considered in the validation scenario is low to show the error of the Gaussian approach. For higher I_{agg} values, the error of the Gaussian approach becomes smaller and the model becomes more accurate. The non-gaussian approach is generally a better solution (because it does not depend on the CLT), however it exhibits a higher computational complexity.

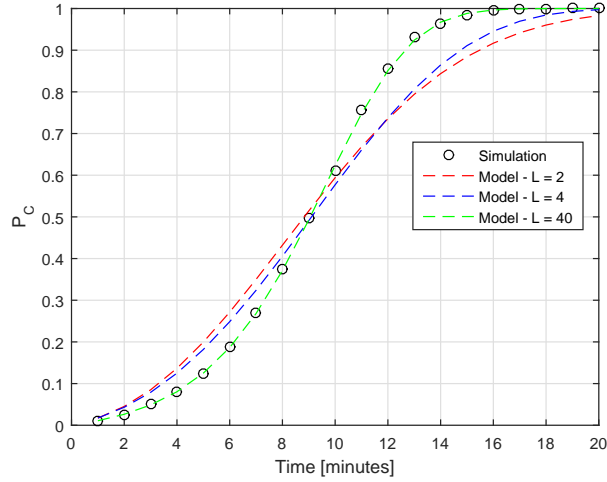


Fig. 5. Non-gaussian approach model: probability of having enough energy accumulated in the harvester battery to transmit a packet (P_C) for different the density $\beta = 4 \times 10^{-4}$ of transmitters (β_l in nodes per square meter) located in the area $A = \pi ((R_o^L)^2 - (R_i^1)^2)$.

VI. FINAL REMARKS

In this paper we have characterized the battery charging time of a harvester node that accumulates the received RF energy in a battery. Admitting that the transmitters are spatially distributed according to a spatial Poisson process, we use the distribution of the received RF power from multiple transmitters to derive the probability of a harvester having enough energy to transmit a packet after a given amount of charging time. The distribution of the RF power and the probability of a harvester node having enough energy to transmit a packet are validated through simulation. The numerical results obtained with the proposed analysis are close to the ones obtained through simulation, which confirms the accuracy of the proposed analysis.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was partially supported by the Portuguese Science and Technology Foundation (FCT/MEC) under the project UID/EEA/50008/2013.

REFERENCES

- [1] T. Soyata, L. Copeland, and W. Heinzelman. Rf energy harvesting for embedded systems: A survey of tradeoffs and methodology. *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 16(1):22–57, Firstquarter 2016.
- [2] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han. Wireless networks with rf energy harvesting: A contemporary survey. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 17(2):757–789, Secondquarter 2015.
- [3] Y. Yao, J. Wu, Y. Shi, and F. F. Dai. A fully integrated 900-mhz passive rfid transponder front end with novel zero-threshold rf x2013;dc rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(7):2317–2325, July 2009.
- [4] T. Salter, K. Choi, M. Peckerar, G. Metze, and N. Goldsman. Rf energy scavenging system utilising switched capacitor dc-dc converter. *Electronics Letters*, 45(7):374–376, March 2009.
- [5] G. Papotto, F. Carrara, and G. Palmisano. A 90-nm cmos threshold-compensated rf energy harvester. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46(9):1985–1997, Sept 2011.
- [6] S. Scorcioni, L. Larcher, A. Bertacchini, L. Vincetti, and M. Maini. An integrated rf energy harvester for uhf wireless powering applications. In *Wireless Power Transfer (WPT), 2013 IEEE*, pages 92–95, May 2013.
- [7] B. R. Franciscatto, V. Freitas, J. M. Duchamp, C. Defay, and T. P. Vuong. High-efficiency rectifier circuit at 2.45 ghz for low-input-power rf energy harvesting. In *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, pages 507–510, Oct 2013.
- [8] H. Ju and R. Zhang. Throughput maximization in wireless powered communication networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 13(1):418–428, January 2014.
- [9] R. Zhang and C. K. Ho. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(5):1989–2001, May 2013.
- [10] X. Zhou, R. Zhang, and C. K. Ho. Wireless information and power transfer: Architecture design and rate-energy tradeoff. *IEEE Transactions on Communications*, 61(11):4754–4767, November 2013.
- [11] N. Pappas, J. Jeon, A. Ephremides, and A. Traganitis. Optimal utilization of a cognitive shared channel with a rechargeable primary source node. *Journal of Communications and Networks*, 14(2):162–168, April 2012.
- [12] A. M. Ibrahim and O. Ercetin and T. ElBatt. Stability Analysis of Slotted Aloha With Opportunistic RF Energy Harvesting. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 34(5):1477–1490, May 2016.
- [13] A. Ghazanfari and H. Tabassum and E. Hossain. Ambient RF energy harvesting in ultra-dense small cell networks: performance and trade-offs. *IEEE Wireless Communications*, 23(2):38–45, April 2016.
- [14] X. Lu and I. Flint and D. Niyato and N. Privault and P. Wang. Self-Sustainable Communications With RF Energy Harvesting: Ginibre Point Process Modeling and Analysis. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 34(5):1518–1535, May 2016.
- [15] X. Lu and P. Wang and D. Niyato and D. I. Kim and Z. Han. Wireless Networks With RF Energy Harvesting: A Contemporary Survey. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 17(2):757–789, Secondquarter 2015.
- [16] L. Mohjazi and M. Dianati and G. K. Karagiannidis and S. Muhaidat and M. Al-Qutayri. RF-powered cognitive radio networks: technical challenges and limitations. *IEEE Communications Magazine*, 53(4):94–100, April 2015.
- [17] X. Lu and P. Wang and D. Niyato and E. Hossain. Dynamic spectrum access in cognitive radio networks with RF energy harvesting. *IEEE Wireless Communications*, 21(3):102–110, June 2014.
- [18] S. Lee and R. Zhang and K. Huang. Opportunistic Wireless Energy Harvesting in Cognitive Radio Networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 12(9):4788–4799, September 2013.
- [19] S. Khoshabi Nobar and K. Adli Mehr and J. Musevi Niya. RF-Powered Green Cognitive Radio Networks: Architecture and Performance Analysis. *IEEE Communications Letters*, 20(2):296–299, Feb 2016.

- [20] D. T. Hoang and D. Niyato and P. Wang and D. I. Kim. Opportunistic Channel Access and RF Energy Harvesting in Cognitive Radio Networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 32(11):2039–2052, November 2014.
- [21] A. Bhowmick and S. D. Roy and S. Kundu. Throughput of a Cognitive Radio Network With Energy-Harvesting Based on Primary User Signal. *IEEE Wireless Communications Letters*, 5(2):136–139, April 2016.
- [22] A. H. Sakr and E. Hossain. Cognitive and Energy Harvesting-Based D2D Communication in Cellular Networks: Stochastic Geometry Modeling and Analysis. *IEEE Transactions on Communications*, 63(5):1867–1880, May 2015.
- [23] A. Papoulis and S. U. Pillai. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, 4th Edition*. Mc-Graw Hill, 2001.
- [24] A. Abdi and M. Kaveh. On the utility of gamma pdf in modeling shadow fading (slow fading). In *IEEE 1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference*, volume 3, 1999.
- [25] S. Al-Ahmadi and H. Yanikomeroglu. On the approximation of the generalized-K distribution by a gamma distribution for modeling composite fading channels. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 9(2):706–713, February 2010.
- [26] M. Abramowitz and I.A. Stegun. *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, New York: Dover, 1965.
- [27] M. Haenggi and R.K. Ganti. *Interference in large wireless networks*. Now Publishers Inc, 2009.
- [28] A. M. Mathai. Storage capacity of a dam with gamma type inputs. *Annals of the Institute of Statistical Mathematics*, 34(1):591–597, 1982.
- [29] P. G. Moschopoulos. The distribution of the sum of independent gamma random variables. *Annals of the Institute of Statistical Mathematics*, 37(1):541–544, 1985.
- [30] N.L. Johnson and S. Kotz. *Continuous Univariate Distributions: Distributions in Statistics*. Number vol. 1 in Their Distributions in statistics. Houghton Mifflin, 1970.
- [31] H. Tang. Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems. In *Proc. IEEE DySPAN 2005*, pages 151–159, November 2005.